
Г. М. Веденеев
В. Е. Вершин

Кремниевые стабилитроны

ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

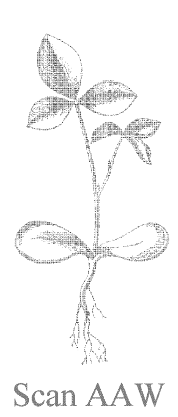


МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 416

Г. М. ВЕДЕНЕЕВ и В. Е. ВЕРШИН

КРЕМНИЕВЫЕ СТАБИЛИТРОНЫ





ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО

МОСКВА 1961 ЛЕНИНГРАД

В книге изложены основные сведения о новом полупроводниковом диоде — кремниевом стабилитроне. В ней приведены характеристики, технические данные и особенности отечественных кремниевых стабилитронов, а также рассмотрены разнообразные случаи их практического применения.

Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей и может быть полезна инженерно-техническому персоналу, работающему в различных областях применения полупроводниковой техники.

6Ф2.13 *Веденеев Георгий Михайлович и Вершин Виктор Евгеньевич*
В26 Кремниевые стабилитроны, М.—Л., Госэнергоиздат, 1961.
96 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека, вып. 416).

6Ф2.13

Редактор *П. А. Попов* Техн. редактор *К. П. Воронин*

Сдано в набор 13/V 1961 г. Подписано к печати 22/VII 1961 г.
Т-08361 Бумага 84×108[1]/32 4,92 печ. л. Уч.-изд. л. 5,4
Тираж 35 000 экз. Цена 22 коп. Заказ 266

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Последнее десятилетие ознаменовано в технике широким распространением полупроводниковых приборов, к числу которых относится и кремниевый стабилитрон.

Как и все полупроводниковые приборы, кремниевые стабилитроны отличаются малым весом и размерами. Их вольт-амперные характеристики напоминают характеристики стабилитронов тлеющего разряда, однако не имеют характерного для последних напряжения зажигания.

Появление кремниевых стабилитронов разрешило задачу получения стабилизированного низкого напряжения для питания транзисторных схем. Но этим не ограничивается область применения кремниевых стабилитронов. Особенности вольт-амперной характеристики кремниевого стабилитрона позволяют использовать его в громадном количестве схем самого различного назначения.

Следует отметить, что как в отечественной, так и в иностранной литературе вопросы применения кремниевых стабилитронов, кроме использования их в качестве стабилизаторов, освещены крайне недостаточно. Выражая надежду, что настоящая книга хотя бы в некоторой степени восполнит указанный пробел, авторы, однако, далеки от мысли считать описанные в ней схемы окончательными и лучшими решениями инженерных задач с использованием кремниевых стабилитронов.

Основное стремление авторов заключалось в том, чтобы привлечь внимание широких кругов радиолюбителей и инженерно-технических работников к новому, исключительно перспективному полупроводниковому прибору и показать те широкие возможности, которые открывает применение кремниевых стабилитронов.

Авторы выражают сердечную благодарность всем своим товарищам по работе, совместный труд с которыми сделал возможным написание настоящей книги.

Г. Веденеев и В. Вершин

СОДЕРЖАНИЕ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ОБЩИЕ СВОЙСТВА И ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КРЕМНИЕВЫХ СТАБИЛИТРОНОВ

1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ КРЕМНИЕВЫХ СТАБИЛИТРОНОВ

Вольт-амперная характеристика полупроводникового диода при комнатной температуре достаточно точно описывается следующим уравнением:

$$I_д = I_н (e^{40\,U_д} - 1), \qquad (1)$$

где $I_д$ — ток, текущий через диод;
$U_д$ — напряжение, приложенное к диоду;
$I_н$ — ток насыщения диода, определяемый физическими свойствами полупроводникового материала;
e — основание натуральных логарифмов, равное 2,718.

Это уравнение соответствует характеристике полупроводникового диода, показанной на рис. 1,*а*.

Действительно, после того как напряжение $U_д$, приложенное к диоду в прямом направлении, превысит 0,05 *в*, в уравнении (1) можно пренебречь единицей по сравнению с величиной экспоненциального члена и считать, что

$$I_д = I_{д\,пр} \approx I_н e^{40U_д}. \qquad (1а)$$

Если же к диоду приложено напряжение в обратном направлении, то показатель степени экспоненциального члена оказывается отрицательным. Тогда при том же значении абсолютной величины напряжения $U_д$ можно пренебречь величиной экспоненциального члена по сравнению с единицей и считать, что

$$I_д = I_{д\,обр} \approx - I_н. \qquad (1б)$$

Как видно из последней формулы, обратный ток диода равен по абсолютной величине току насыщения, а следо-

вательно, как и последний, определяется свойствами материала и не зависит от приложенного к диоду напряжения.

Наблюдаемое обычно на практике увеличение обратного тока при увеличении напряжения обусловлено технологическими дефектами изготовления диода. Сама величина обратного тока в зависимости от примененного полупроводникового материала меняется в довольно широких

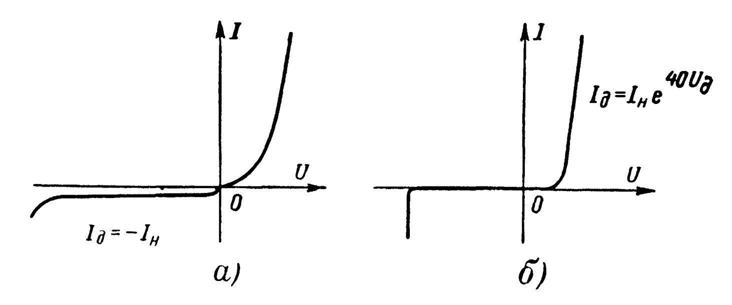


Рис. 1. Вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов. *а* — германиевого; *б* — кремниевого.

пределах и в случае кремниевых диодов оказывается весьма малой (рис. 1,*б*).

Повышение обратного напряжения, приложенного к *р-п*-переходу диода, выше некоторого предела приводит к пробою перехода.

Несмотря на значительное количество работ теоретического и экспериментального характера, посвященных явлениям пробоя в *р-п*-переходах, строгой теории, объясняющей процессы пробоя, до сих пор нет.

Известны два основных механизма пробоя в переходах: внутренняя холодная эмиссия и лавинный пробой. Первый из этих механизмов часто еще называют эффектом Зенера или зенеровским пробоем, так как первые работы, посвященные этому вопросу, были выполнены в 1934 г. К. Зенером.

Эффект Зенера в полупроводнике аналогичен холодной эмиссии электронов из металла, когда воздействием сильного электрического поля удается преодолеть энергетические барьеры, удерживающие электроны в металле, и получить мощный поток электронов с поверхности металла, не разогревая его. В случае полупроводникового материала достаточно сильное электрическое поле в *р-п*-переходе может также высвободить электроны, заставив их пре-

одолеть запрещенную зону. Для германия и кремния эффект Зенера достигается при напряженностях электрического поля соответственно порядка $2—3 \cdot 10^5$ *в/см* и 10^6 *в/см*.

Количественный анализ явлений, происходящих в случае внутренней холодной эмиссии, приводит к следующей зависимости:

$$I_{д.\,обр} = KU_д^{23}, \qquad (2)$$

т. е. после достижения электрическим полем необходимой величины, обратный ток диода, подчинявшийся ранее уравнению (1б), начинает резко увеличиваться в соответствии с уравнением (2).

С точки зрения лавинной теории картина физических процессов, происходящих при пробое *p-n*-перехода, представляется иначе. Согласно этой теории электроны и дырки, образующие ток насыщения диода $I_н$, под действием увеличивающегося электрического поля приобретают энергию, достаточную для ударной ионизации валентных электронов основной решетки полупроводника. Образовавшиеся в результате ионизации электрон и дырка будут в свою очередь разгоняться полем и (при достаточной напряженности) могут создавать следующие пары «электрон — дырка» и т. д.

Хотя процесс нарастает лавинообразно, он остается управляемым: незначительные изменения напряжения, приложенного к переходу, вызывают резкие изменения тока, текущего через переход. Самопроизвольное развитие лавины отсутствует.

Описанная картина лавинного пробоя в полупроводниковом материале аналогична механизму ударной ионизации в газе. Экспериментально было доказано, что, за исключением достаточно тонких *p-n*-переходов, пробой определяется лавинным механизмом. Объясняется это тем, что при широком *p-n*-переходе носители успевают набрать энергию, достаточную для ударной ионизации электронов. В случае узкого перехода носители, составляющие обратный ток диода, не успевают разогнаться до необходимой скорости, и образования лавины не происходит. Но зато при дальнейшем повышении напряженности наступает зенеровский пробой. Очевидно, что при некоторой ширине перехода оба механизма пробоя действуют совместно.

Сужение ширины перехода приводит к понижению пробивного напряжения, так как величину напряженности по-

ля, достаточную для ионизации, можно в первом приближении считать постоянной. Известно, что ширина перехода в значительной степени определяется удельным сопротивлением полупроводникового материала, применяемого в диоде и, следовательно, меняя удельное сопротивление

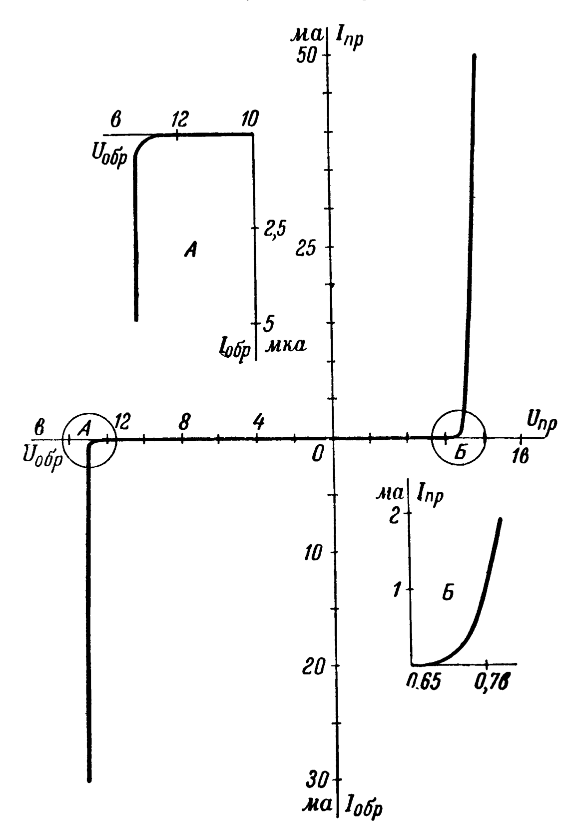


Рис. 2. Вольт-амперная характеристика кремниевого стабилитрона.

материала, можно получать диоды с различными значениями напряжения пробоя.

Исследование узких *p*-*n*-переходов, полученных диффузией фосфора в кремний *p*-типа с удельным сопротивлением $\rho = 0{,}007$ *ом·см*, показало, что переходы с пробивным напряжением менее 7 *в* испытывают зенеровский, а переходы с пробивным напряжением более 40 *в* — лавинный

пробой. В диапазоне 7—40 *в* имеет место наложение этих двух механизмов.

Как эффект Зенера, так и лавинный механизм пробоя справедливы и для кремниевых и для германиевых диодов. Однако выделение тепла, сопровождающее эти процессы, приводит в случае германиевых диодов к дополнительной тепловой ионизации, которая маскирует картину лавинного пробоя. В кремниевых диодах явлением тепловой ионизации можно пренебречь ввиду значительно более высокой температурной стабильности кремния.

Рассмотренные выше физические процессы пробоя в *p-n*-переходе положены в основу создания нового полупроводникового прибора — кремниевого стабилитрона — и обуславливают вид его вольт-амперной характеристики. В прямом направлении вольт-амперная характеристика стабилитрона практически не отличается от прямой ветви любого кремниевого диода. Обратная ветвь характеристики имеет резкий перелом, который объясняется наступлением пробоя. На рис. 2 приведена типичная вольт-амперная характеристика низковольтного кремниевого стабилитрона. Наиболее интересные участки характеристики приведены там же в более крупном масштабе.

2. СТАБИЛИТРОН КАК НЕЛИНЕЙНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Нелинейными принято называть сопротивления, не подчиняющиеся закону Ома, т. е. такие сопротивления, ток через которые изменяется не пропорционально изменениям приложенного напряжения. Отличительной особенностью нелинейного сопротивления является зависимость его величины от приложенного напряжения или протекающего тока.

Различают два вида нелинейных сопротивлений: сопротивление вида R_I и сопротивление вида R_U. Сопротивление вида R_I (рис. 3,*а*) отличается тем, что при изменении приложенного к нему напряжения, протекающий через сопротивление ток меняется весьма незначительно. Сопротивление вида R_U (рис. 3,*б*), наоборот, обуславливает незначительное изменение напряжения при изменении протекающего по нему тока.

Кремниевый стабилитрон, как следует из его вольт-амперной характеристики, относится к ярко выраженным нелинейным сопротивлениям вида R_U.

Как и у любого нелинейного сопротивления, вольт-амперная характеристика стабилитрона характеризуется ста-

тическим и динамическим сопротивлениями, величины которых зависят от положения рабочей точки на вольт-амперной характеристике.

Статическим сопротивлением стабилитрона мы будем называть его сопротивление постоянному току. Графически оно определяется как тангенс угла, образованного осью ординат (осью токов) и прямой, проведенной из начала

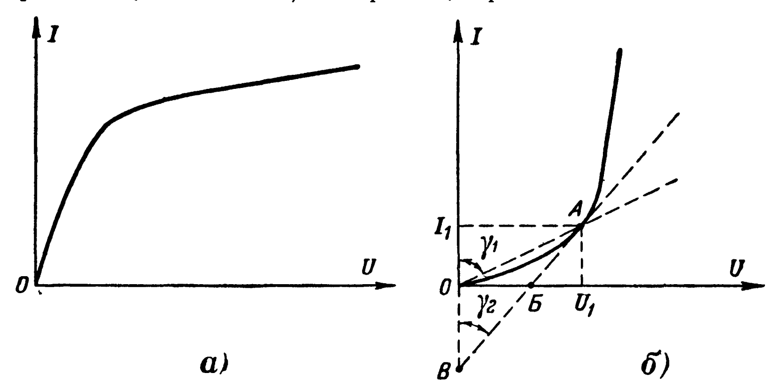


Рис. 3. Вольт-амперные характеристики нелинейных сопротивлений. *а* — вида R_I; *б* — вида R_U.

координат в рассматриваемую точку (*А*) вольт-амперной характеристики стабилитрона (рис. 3,*б*). В соответствии с вышесказанным имеем:

$$R_{ст} = \frac{U_1}{I_1}, \qquad (3)$$

или

$$R_{ст} = \mathrm{tg}\gamma_1. \qquad (3а)$$

Динамическим сопротивлением стабилитрона будем называть отношение малого приращения напряжения ΔU к вызванному им малому приращению тока ΔI в рассматриваемой точке вольт-амперной характеристики:

$$R_{дин} = \frac{\Delta U}{\Delta I}. \qquad (4)$$

Как видно из рис. 3,*б* динамическое сопротивление в точке *А* численно равно тангенсу угла между осью ординат (токов) и касательной к вольт-амперной характеристике в точке *А*:

$$R_{дин} = \mathrm{tg}\gamma_2. \qquad (4а)$$

Степень нелинейности сопротивления вида R_U, очевидно, можно определить как отношение относительного изменения протекающего через сопротивление тока к относительному изменению приложенного напряжения. Это отношение называют качеством нелинейного сопротивления:

$$Q = \frac{\Delta I}{I} \bigg/ \frac{\Delta U}{U} = \frac{R_{\text{ст}}}{R_{\text{дин}}} = \frac{\operatorname{tg}\gamma_1}{\operatorname{tg}\gamma_2}. \quad (5)$$

Следует подчеркнуть, что величина Q в общем случае также зависит от рассматриваемой рабочей точки.

Параметр Q (качество нелинейного сопротивления) позволяет сравнивать по степени нелинейности не только разные сопротивления, но также разные точки на вольт-амперной характеристике одного и того же нелинейного сопротивления. Последнее очень удобно при выборе рабочей точки.

Для определения величины качества нелинейного сопротивления в выбранной точке вовсе нет необходимости находить как статическое, так и динамическое сопротивления. Раскрывая формулу (5), в соответствии с обозначениями на рис. 3,*б* имеем:

$$Q = \frac{\operatorname{tg}\gamma_1}{\operatorname{tg}\gamma_2} = \frac{U}{I} \bigg/ \frac{U}{I + OB} = \frac{I + OB}{I}. \quad (5а)$$

Если касательную к вольт-амперной характеристике не проводить до пересечения с осью ординат, а рассмотреть угол, равный γ_2 в точке *Б*, то можно аналогично получить:

$$Q = \frac{U}{U - OБ}. \quad (5б)$$

Таким образом, качество для любой точки вольт-амперной характеристики нелинейного сопротивления равно отношению проекции на ось ординат отрезка касательной, заключенного между осью ординат и рассматриваемой точкой и проведенного к характеристике в этой точке к ординате самой точки, или отношению абсциссы этой точки к проекции отрезка касательной, заключенного между осью абсцисс и рассматриваемой точкой, на ось абсцисс.

Для нелинейных сопротивлений вида R_I, очевидно, удобнее пользоваться формулой (5а), а для сопротивлений вида R_U — формулой (5б). При выводе формул (5), (5а) и (5б) предполагалось, что для единицы напряжения

и для единицы тока на графике принят одинаковый масштаб. В противном случае в формулы при графическом расчете следует ввести соответствующий коэффициент.

При анализе схем, содержащих стабилитроны, удобно пользоваться схемой замещения стабилитрона. Для некоторых случаев использования стабилитрона (схемы ограничения, формирования импульсов, схемы смещения, разрядные сопротивления и т. п.) можно не принимать во внимание наличие небольшого наклона вольт-амперных характеристик. Такая упрощенная вольт-амперная характеристика приведена на рис. 4,*а*. Там же показана ее схема замещения. Если соединить положительный зажим внешнего источника с левым (по схеме) зажимом схемы замещения, то диод $Д_1$ будет заперт до тех пор, пока внешнее напряжение не достигнет значения, равного E_0. При дальнейшем увеличении напряжения внешнего источника рост напряжения на стабилитроне прекращается, а ток устанавливается в соответствии с величинами э. д. с. и внутреннего сопротивления внешнего источника.

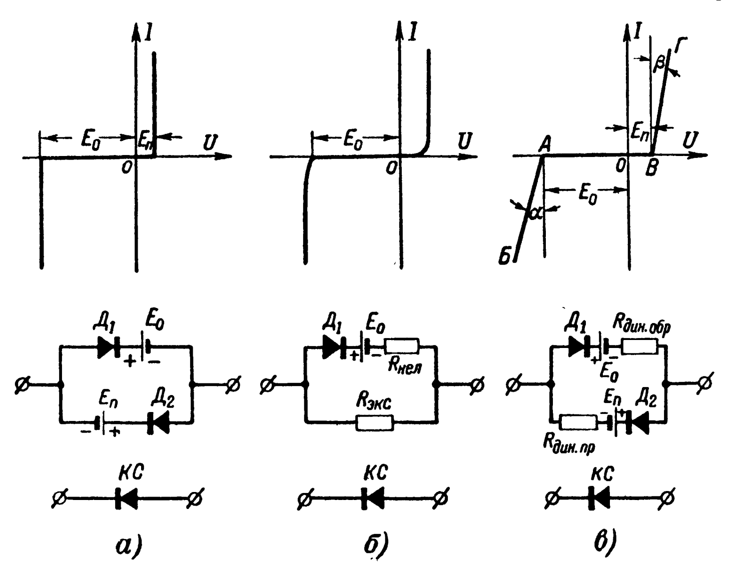


Рис. 4. Схемы замещения и соответствующие вольт-амперные характеристики кремниевых стабилитронов.

В тех случаях, когда необходимо весьма точно отразить вольт-амперную характеристику стабилитрона, следует

пользоваться схемой замещения, приведенной на рис. 4,*б*. Здесь для учета нелинейности лавинной области вольт-амперной характеристики стабилитрона введено нелинейное сопротивление $R_{нел}$.

В прямом направлении стабилитрон весьма точно изображается сопротивлением $R_{экс}$ с экспоненциальной зависимостью между током и напряжением. Однако использование такой схемы замещения в большинстве случаев приводит к неоправданным усложнениям при расчетах.

Часто при работе стабилитрона выбранная рабочая точка (по постоянному току) остается практически неизменной. В этом случае удобно представлять вертикальные ветви характеристики отрезками прямой, имеющими наклон, соответствующий значению динамического сопротивления стабилитрона в выбранной рабочей точке. Такая вольт-амперная характеристика и ее схема замещения представлены на рис. 4,*в*. При дальнейшем изложении, за исключением специально оговоренных случаев, вольт-амперные характеристики стабилитрона будут изображаться так, как показано на этом рисунке. При этом отдельные участки характеристики будем обозначать теми же буквами, что и на рис. 4,*в*.

При такой схеме замещения уравнение произвольной точки x на ветви *АБ* вольт-амперной характеристики стабилитрона будет иметь вид:

$$U_x = E_0 + I_x R_{дин.\,x}. \qquad (6)$$

Если интересующая нас точка x лежит на отрезках *ОА* или *ОВ*, то диоды $Д_1$ и $Д_2$ схемы замещения заперты и

$$U_x = U_{внешн}. \qquad (7)$$

На всех трех схемах на рис. 4 приведено условное обозначение кремниевого стабилитрона *КС* с полярностью, соответствующей вольт-амперным характеристикам и схемам замещения.

Рассмотрим теперь последовательное соединение нескольких стабилитронов, использовав для этого схему замещения на рис. 4,*в*.

При показанной на рис. 5,*а* полярности включения стабилитронов схема замещения стабилитрона будет представлена только одной ветвью, содержащей э.д. с. E_0. Схема замещения последовательного соединения стабилитронов показана на рис. 5,*б*.

Из этой схемы, в частности, следует, что

$$R_{\text{дин. общ}} = R_{\text{дин 1}} + R_{\text{дин 2}} + \ldots + R_{\text{дин } n} = \sum_{1}^{n} R_{\text{дин}}.$$

В свою очередь

$$R_{\text{ст. общ}} = \frac{U}{I} = \frac{(E_{01} + IR_{\text{дин1}}) + (E_{02} + IR_{\text{дин2}}) + \ldots + (E_{0n} + IR_{\text{дин2}})}{I},$$

или с учетом (6)

$$R_{\text{ст. общ}} = R_{\text{ст1}} + R_{\text{ст2}} + \ldots + R_{\text{ст } n} = \sum_{1}^{n} R_{\text{ст}}.$$

Рис. 5. Последовательное соединение стабилитронов.

а — принципиальная схема, *б* — схема замещения.

Следовательно, качество цепи, состоящей из n последовательно включенных стабилитронов, оказывается равным:

$$Q_{\text{общ}} = \frac{\sum_{1}^{n} R_{\text{ст}}}{\sum_{1}^{n} R_{\text{дин}}}. \tag{8}$$

Если последовательно включаются стабилитроны с одинаковым качеством Q, то, очевидно, общее качество цепи остается без изменения:

$$Q_{\text{общ}} = Q_1 = Q_2 = \ldots = Q_n = Q. \tag{9}$$

3. ПАРАМЕТРЫ КРЕМНИЕВЫХ СТАБИЛИТРОНОВ

В отличие от идеализированного нелинейного сопротивления кремниевый стабилитрон характеризуется не двумя или тремя, а значительно бо́льшим числом параметров, знание которых необходимо для правильного и успешного расчета и конструирования схемы.

Пробивное напряжение *p-n*-перехода является одним из важнейших параметров стабилитрона. Если напряжение зажигания газонаполненных стабилитронов тлеющего разряда лежит в диапазоне 70—160 *в* и получить меньшие значения напряжения практически не удается, то в случае кремниевых стабилитронов наименьшее значение пробивного напряжения оказывается равным 4—5 *в*.

Увеличивая удельное сопротивление кремния, можно значительно увеличить пробивное напряжение стабилитрона (до нескольких сотен вольт). Однако изменение пробивного напряжения (за счет изменения удельного сопротивления кремния) приводит также к изменению динамического сопротивления участка *АБ* (рис. 4,*в*) вольт-амперной характеристики. Наименьшую величину динамическое сопротивление $R_{дин}$ имеет при значениях пробивного напряжения 6—15 *в*.

Для получения более высоких напряжений стабилизации иногда бывает выгоднее не увеличивать удельное сопротивление кремния, а применять последовательное соединение стабилитронов.

Предельно допустимый обратный ток $I_{обр.макс}$ у различных типов кремниевых стабилитронов различен. Он может значительно превышать величину тока через стабилитроны тлеющего разряда. Промышленностью производятся, например, стабилитроны с допустимыми токами в 3—5 *а*.

Величина предельно допустимого обратного тока определяется значениями пробивного напряжения стабилитрона и допустимой мощности рассеивания на стабилитроне $P_{доп}$:

$$I_{обр.\ макс} = \frac{P_{доп}}{U_x}, \qquad (10)$$

где U_x определяется по формуле (6).

Тепловое сопротивление стабилитрона R_t характеризует изменение температуры стабилитрона ΔT при изменении рассеиваемой в стабилитроне мощности $\Delta P = U\Delta I$:

$$R_t = \frac{\Delta T}{U\Delta I}. \qquad (11)$$

Тепловое сопротивление стабилитрона определяется его конструкцией. Влиянием электрического режима на величину теплового сопротивления можно пренебречь.

Изменение температуры стабилитрона приводит к изменению напряжения на стабилитроне (при неизменном токе через стабилитрон).

Изменение напряжения на стабилитроне (при неизменном токе), обусловленное изменением температуры на один градус, отнесенное к одному вольту, называют **температурным коэффициентом напряжения** (*ТКН*) стабилитрона:

$$ТКН = \frac{U_{к.с2} - U_{к.с1}}{U_{к.с.ср}(T_{к.с2} - T_{к.с1})}, \qquad (12)$$

где $U_{к.с1}$ — напряжение на стабилитроне при температуре стабилитрона $T_{к.с1}$;

$U_{к.с2}$ — то же, при температуре $T_{к.с2}$;

$$U_{к.с.ср} = \frac{U_{к.с2} + U_{к.с1}}{2}. \qquad (13)$$

ТКН имеет величину $(1 \div 8)10^{-4}$ на 1 *град*. Он положителен при значениях пробивного напряжения, превышающих 5—6 *в*, отрицателен при меньших значениях и проходит через нуль при пробивном напряжении, равном 5—6 *в*. При значениях пробивного напряжения, превышающих 6—7 *в*, величина *ТКН* не зависит от протекающего через стабилитрон тока; такая зависимость наблюдается лишь при меньших значениях пробивного напряжения.

Важной характеристикой является зависимость *ТКН* от температуры. При пробивных напряжениях выше 6—7 *в* и ниже 4 *в* изменения окружающей температуры не оказывают влияния на величину *ТКН*, а при пробивных напряжениях порядка 4—7 *в* величина *ТКН* уже зависит от температуры.

Если через стабилитрон протекает значительный ток, то необходимо учитывать обусловленное этим током повышение температуры и (через *ТКН*) повышение напряжения стабилизации.

Динамическое сопротивление прямой ветви стабилитрона, как и любого диода, при сравнительно небольших прямых токах не зависит от свойств примененного полупро-

водникового материала и определяется следующим соотношением:

$$R_{\text{дин.пр}} = \frac{\partial U_{\text{к.с.пр}}}{\partial I_{\text{к.с.пр}}} = \frac{1}{40 I_{\text{к.с.пр}}}, \quad (14)$$

где $I_{\text{к.с.пр}}$ — прямой ток через стабилитрон, *а*.

Формула (14) справедлива при комнатной температуре ($t = +20°$ С или $T \approx 300°$ К). Если же рабочая температура отличается от комнатной, то динамическое сопротивление следует определять по формуле:

$$R_{\text{дин.пр}} \approx \frac{T_{\text{к.с}} \cdot 10^{-3}}{12 I_{\text{к.с.пр}}}, \quad (15)$$

где $T_{\text{к.с}}$ — температура стабилитрона, °К.

Температурный коэффициент напряжения прямой ветви стабилитрона всегда отрицателен и уменьшается с увеличением тока.

Выше была отмечена целесообразность изготовления стабилитрона с низким пробивным напряжением и, следовательно, из низкоомного кремния. Последнее обстоятельство приводит к высокому качеству емкости, образованной *p-n*-переходом.

Действительно, в первом приближении емкость *p-n*-перехода обратно пропорциональна корню квадратному из напряжения, смещающего переход в обратном направлении:

$$C_{\text{пер}} = C_0 \frac{K_1}{\sqrt{U_{\text{к.с}}}}, \quad (16)$$

где C_0 — емкость перехода без приложенного смещения.

В области высоких частот емкостное сопротивление стабилитрона достаточно мало, и шунтирующим действием сопротивления утечки и динамического сопротивления предпробойной части обратной ветви характеристики стабилитрона можно пренебречь. В этом случае добротность полупроводникового конденсатора будет определяться последовательным сопротивлением R (рис. 6,*а*), величина которого в свою очередь зависит от удельного сопротивления примененного полупроводникового материала:

$$R = K_2 \rho.$$

Так как емкость перехода при отсутствии напряжения смещения обратно пропорциональна корню квадратному из удельного сопротивления материала

$$C_0 = \frac{K_3}{\sqrt{\rho}}, \tag{17}$$

то, следовательно, при снижении удельного сопротивления кремния величина сопротивления R падает быстрее, чем растет величина емкости $C_{пер}$, и добротность полученного полупроводникового конденсатора

$$Q = \frac{1}{R\omega C_{пер}} = \frac{K}{\omega \sqrt{\rho}} \sqrt{U_{к.с}} \tag{18}$$

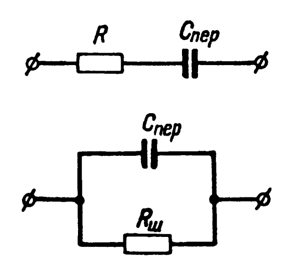


Рис. 6. Упрощенные схемы замещения полупроводникового конденсатора на низких (верхний рис.) и высоких (нижний рис.) частотах.

будет действительно выше у стабилитрона, чем у высоковольтного диода. В области низких частот емкостное сопротивление стабилитрона становится значительно больше сопротивления R, и добротность полупроводникового конденсатора определяется уже сопротивлением утечки и динамическим сопротивлением предпробойной части обратной ветви характеристики стабилитрона, которыми мы при высокой частоте пренебрегали. Эквивалентная схема емкости стабилитрона в этом случае приведена на рис. 6,*б*, где оба указанных сопротивления отображаются эквивалентным сопротивлением $R_ш$.

Фактическое обратное сопротивление стабилитрона, измеряемое сотнями мегом (при напряжении смещения $U_{к.с} = 2 \div 3$ *в*), позволяет получать полупроводниковые конденсаторы с большой добротностью при весьма низких частотах:

$$Q = R_ш \omega C_{пер} = \frac{K R_ш \omega}{\sqrt{\rho U_{к.с}}}. \tag{19}$$

Необходимо, однако, помнить, что сопротивление $R_ш$ при повышении температуры резко уменьшается (приблизительно в 2 раза на каждые 10° С).

4. ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ КРЕМНИЕВЫЕ СТАБИЛИТРОНЫ

Отечественная промышленность выпускает кремниевые стабилитроны групп Д808—Д813 с напряжениями пробоя

от 7 до 14 *в* соответственно. Номинальная мощность, рассеиваемая прибором, составляет 280 *мвт*. На рис. 7 показаны внешний вид и габаритные размеры выпускаемых стабилитронов, а на рис. 8,*а* приведены типовые вольт-амперные характеристики стабилитронов и зоны их допустимого разброса по группам.

Следует обратить внимание на следующий факт. Благодаря применению низкоомного кремния (напомним, что низкие пробивные напряжения в *p-n*-переходах дости-

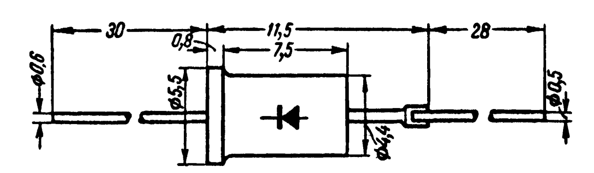


Рис. 7. Кремниевые стабилитроны типов Д808—Д813 (габаритные размеры).

гаются применением полупроводника с малым удельным сопротивлением) прямые ветви вольт-амперных характеристик стабилитронов практически совпадают. На рис. 8,*б* в более крупном масштабе показана зона разброса прямых ветвей характеристик, полученная при испытании всех групп стабилитронов. Разброс, как видно из рис. 8,*б*, не превышает 0,06 *в*, что составляет 6,5—7,5% уровня напряжения прямой ветви стабилитрона, в отличие от 200—300% и более, получаемых в случае обычных высоковольтных кремниевых диодов. Такая стабильность позволяет использовать прямую ветвь характеристики кремниевых стабилитронов Д808—Д813 в целом ряде схем.

Допустимые режимы использования и другие характеристики отечественных кремниевых стабилитронов приведены в табл. 1. Заводом гарантируется величина обратного сопротивления *p-n*-перехода не менее 10 *Мом* при $U_{к.с}=1$ *в*. Следует отметить, что это является для кремниевых стабилитронов весьма заниженной цифрой, так как практически основная масса приборов имеет обратное сопротивление порядка 100 *Мом* и более.

Естественно, что данные, гарантируемые заводом-изготовителем, взяты с некоторым запасом, и поэтому наибольший интерес для разработчика представляют не гарантийные, а типовые значения параметров, полученные при измерениях большого количества приборов.

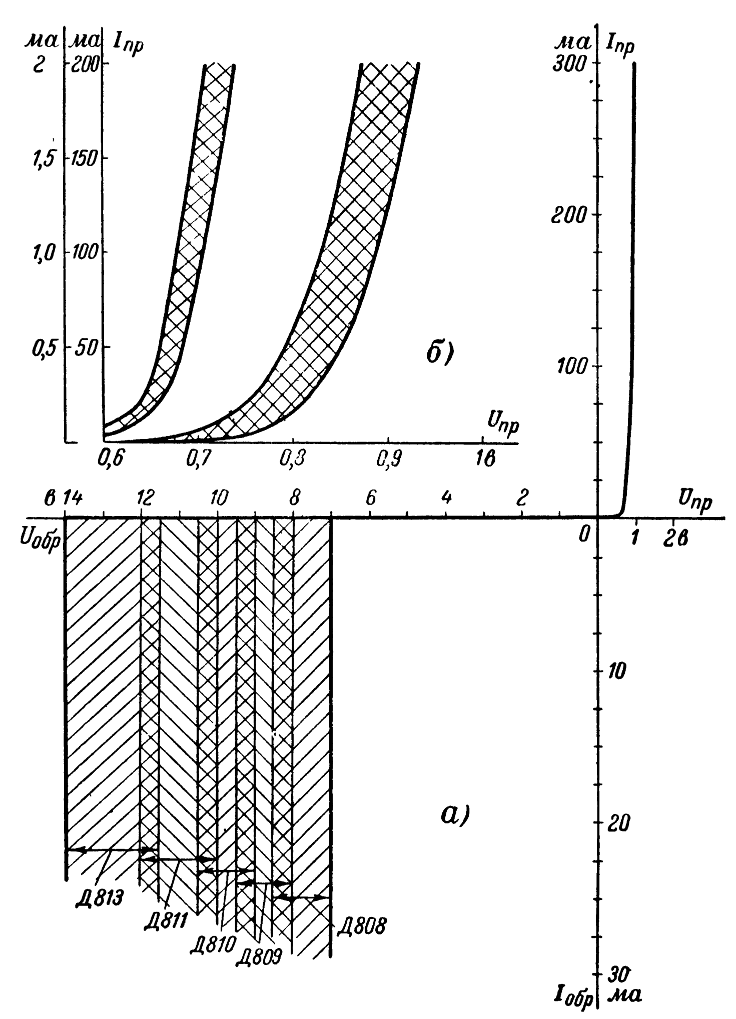


Рис. 8. Вольт-амперные характеристики кремниевых стабилитронов типов Д808—Д813.

Реально встречающиеся значения динамического сопротивления стабилитронов оказываются значительно меньше приведенных в табл. 1. На рис. 9,*а* и *б* приведены наиболее характерные для стабилитронов групп Д808—Д813 зависимости динамического сопротивления от величины пробивного напряжения $U_{к.с}$ и тока $I_{к.с}$. Для большего удобства

Таблица 1

Обозначение стабилитрона	$U_{обр}$ при 5 *ма, в*	$R_{дин}$ при токе, *ом*			Предельно допустимый ток $I_{обр.макс}$, *ма*	*ТКН* не более
		$I_{обр}=1$ *ма*	$I_{обр}=5$ *ма*	$I_{обр. макс}$		
Д808	7—8,5	12	6	5	33	$7\cdot10^{-4}$
Д809	8—9,5	18	10	8	29	$8\cdot10^{-4}$
Д810	9—10,5	25	12	9	26	$9\cdot10^{-4}$
Д811	10—12	30	15	12	23	$9,5\cdot10^{-4}$
Д813	11,5—14	35	18	14	20	$9,5\cdot10^{-4}$

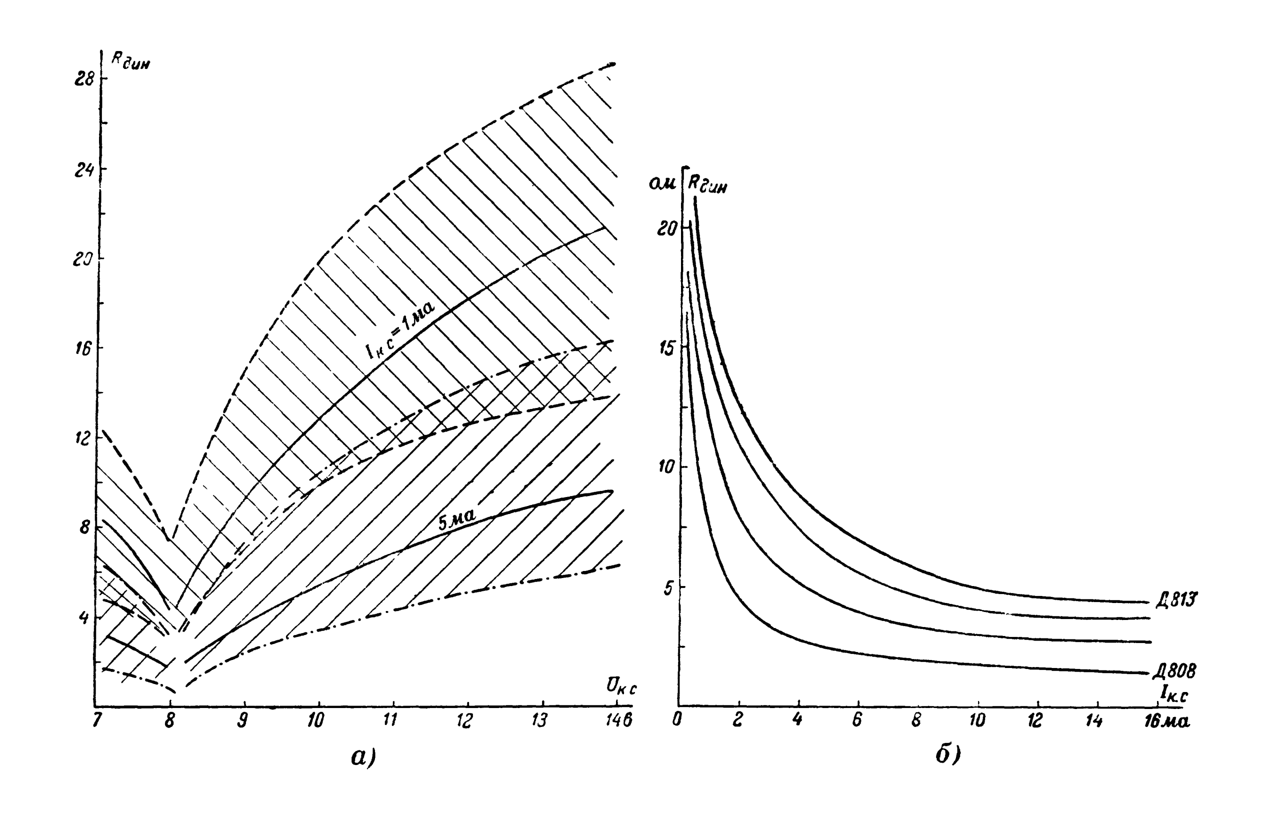
Примечания:

1. $U_{пр}$ при $I_{пр}=50$ *ма* не более 1 *в*.
2. Вес 0,5—0,6 *г*.
3. Номинальный рабочий ток $I_{ном}=5$ *ма*.
4. Допустимая мощность рассеивания $P_{доп}=280$ *мвт*; при $t>+50°$ С допустимая мощность рассеивания снижается на 28 *мвт* на каждые 10° С.
5. Предельная температура окружающей среды $t_{пред}=125°$ С.

эти зависимости изображены в виде двух отдельных характеристик. На рис. 9,*а* даны не только средние значения зависимости динамического сопротивления от уровня стабилизации, но и показано поле разброса возможных значений динамических сопротивлений, измеренных при токах в 1 и 5 *ма* на нескольких тысячах образцов. Очевидно, что верхней границей поля оказываются величины, допустимые по нормам технических условий, так как данные по образцам, выходящим за нормы технических условий, не учитывались.

Следует отметить, что заполнение поля разброса динамических сопротивлений оказывается весьма равномерным, особенно при токе в 1 *ма*. При токе в 5 *ма* несколько большее количество значений находится в нижней половине поля.

Для оценки нелинейности стабилитрона было введено понятие о качестве нелинейного сопротивления. На рис. 9,*в* приведены усредненные кривые для каждой из групп кремниевых стабилитронов. Стабилитроны группы Д808 за счет резкого уменьшения динамического сопротивления в области перехода от лавинного пробоя к зенеровскому обладают повышенным качеством. Особенно это относится к стабилитронам с напряжением стабилизации $U_{к.с}=7,8\div8,2$ *в*.



Rдин
28
24
20
16
12
8
4
Iкс=1ма
5ма
Uкс
7
8
9
10
11
12
13
14в
а)
ом
Rдин
20
15
10
5
Д813
Д808
Iкс
0
2
4
6
8
10
12
14
16ма
б)

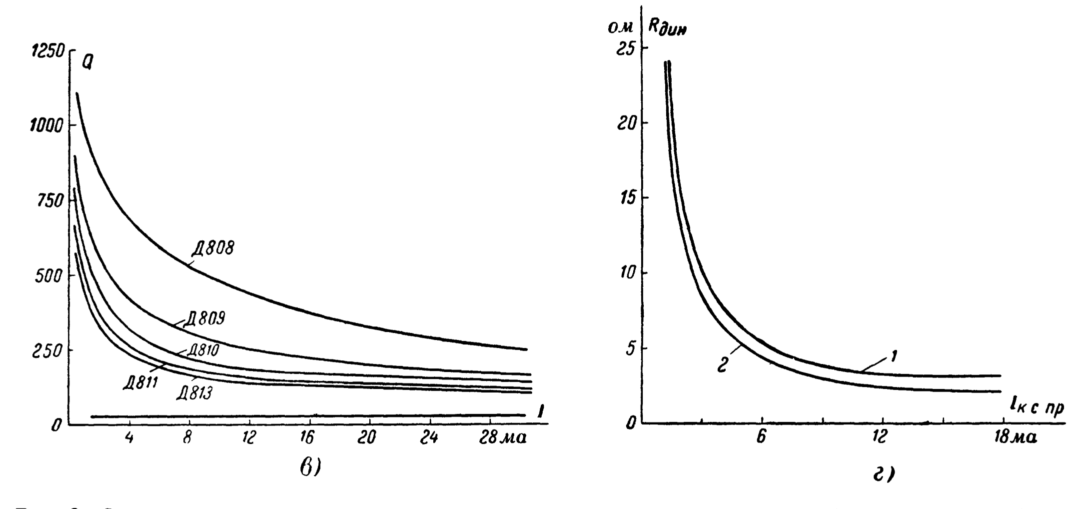


Рис. 9. Зависимость некоторых параметров отечественных кремниевых стабилитронов от рабочих режимов.

а — зависимость динамического сопротивления от напряжения стабилизации; *б* — зависимость динамического сопротивления от величины протекающего через стабилитрон тока; *в* — зависимость качества стабилитрона *Q* от величины протекающего тока; *г* — зависимость динамического сопротивления прямой ветви характеристики стабилитрона от величины протекающего тока.

Прямая ветвь характеристики стабилитрона отличается от аналогичных характеристик германиевых диодов только масштабом. Степень нелинейности (качество) прямой ветви определяется формулой

$$Q = \frac{R_{\text{ст.пр}}}{R_{\text{дин.пр}}} = \ln \frac{I_{\text{к.с.пр}}}{I_{\text{н}}}. \qquad (20)$$

Очевидно, применение кремния в *p-n*-переходах приводит к увеличению нелинейности прямой ветви характеристики полученных диодов вследствие уменьшения величины тока насыщения $I_{\text{н}}$. Однако, как видно из кривых на рис. 9,*в*, по абсолютной величине качество прямой ветви (нижняя линия на рис. 9,*в*) оказывается весьма низким.

Зависимость динамического сопротивления прямой ветви от величины протекающего тока, справедливая для стабилитронов групп Д808—Д813, показана на рис. 9,*г* кривой *1*. Там же (кривая *2*) нанесена зависимость, соответствующая выражению (14).

В большинстве случаев практического применения исключительно важную роль играет температурный коэффициент напряжения стабилитронов. Зависимость *ТКН* стабилитронов от напряжения стабилизации при токе через стабилитрон в 5 *ма* приведена на рис. 10,*а*.

Как отмечалось выше, величина *ТКН* стабилитронов мало зависит от величины тока. Примерные кривые для нескольких образцов стабилитронов групп Д810 и Д813 показаны на рис. 10,*б*. Характерно, что в области токов 4—6 *ма* кривые, как правило, имеют небольшой горб или впадину.

Относительно поведения *ТКН* в диапазоне температур от —60 до +125° С существуют весьма противоречивые мнения. Это объясняется большой сложностью эксперимента при сравнительно небольших изменениях температуры, учитывая незначительность самой величины *ТКН*. Можно считать *ТКН* стабилитрона приблизительно постоянным во всем указанном диапазоне температур. Температурный коэффициент напряжения прямой ветви характеристики стабилитрона уменьшается пропорционально логарифму тока и также не зависит от температуры (рис. 10,*в*).

Измерения в зоне формирования пробоя показали наличие «шума» и нестабильность величины тока, протекающего через стабилитрон. Нестабильность тока выражается в отсутствии повторяемости результатов измерений вольт-

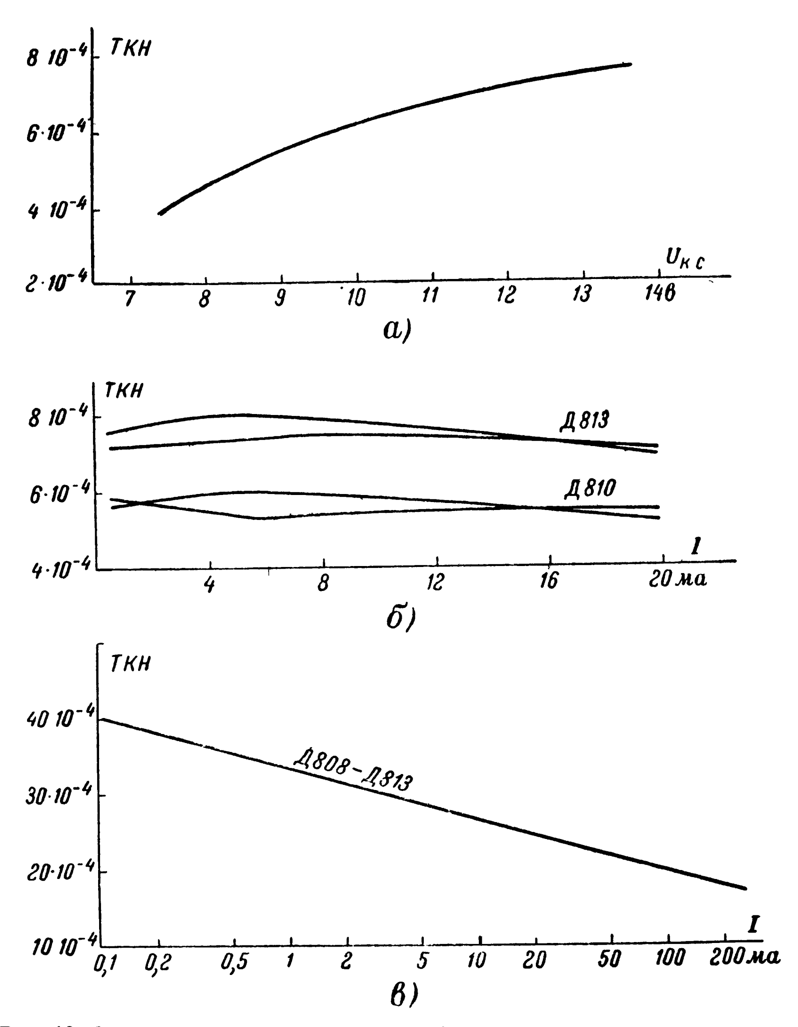


Рис. 10. Зависимость температурного коэффициента напряжения обратной и прямой ветви характеристики отечественных кремниевых стабилитронов от уровня стабилизируемого напряжения и величины протекающего тока.

амперной характеристики одного и того же стабилитрона, а иногда и просто в постоянном незначительном произвольном изменении характеристики. В большинстве случаев такая нестабильность характеристики начинается с тока

в 2—5 *мка* и продолжается до 30—50 *мка*. У отдельных экземпляров зона нестабильности вольт-амперной характеристики доходит до 100—120 *мка*.

Указанное явление необходимо всегда иметь в виду при конструировании схем с применением стабилитронов. Особенно это относится к разного рода чувствительным элементам, маломощным устройствам задержки, опрокидывающимся схемам и т. п.

Следует также отметить наличие у некоторых образцов стабилитронов участка с отрицательным сопротивле-

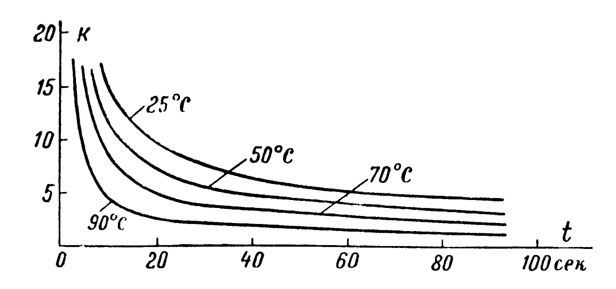


Рис. 11. Перегрузочная способность стабилитронов типов Д808—Д813 при различной температуре окружающей среды.

нием в зоне формирования пробоя. Так как подобное явление наблюдается и у низковольтных образцов, то оно объясняется, по всей вероятности, не лавинными процессами (по аналогии с тлеющим разрядом в газе), а технологическими дефектами.

Предельные параметры, указанные в табл. 1, приведены для длительного режима работы стабилитронов. Довольно часто в схемах формирователей, ограничителей, стабилизаторов, устройств защиты и т. п. при переходных процессах возникают кратковременные перенапряжения или экстратоки. При этом режимы примененных в схеме стабилитронов могут выйти за пределы указанных в табл. 1 максимальных значений, что в большинстве случаев допустимо.

Перегрузочная способность стабилитронов в зависимости от времени воздействия нагрузки и температуры окружающей среды приведена на рис. 11. По оси ординат здесь отложена величина безразмерного коэффициента, показывающего допустимую кратность перегрузки стабилитрона по мощности (при указанной на графике температуре) относительно величин, оговоренных в табл. 1. Кривые на

рис. 11 соответствуют достижению корпусом стабилитрона температуры 110° С.

Кремниевые стабилитроны Д808—Д813, как и следует из формулы (17), обладают повышенным значением емкости *p-n*-перехода по сравнению с высоковольтными диода-

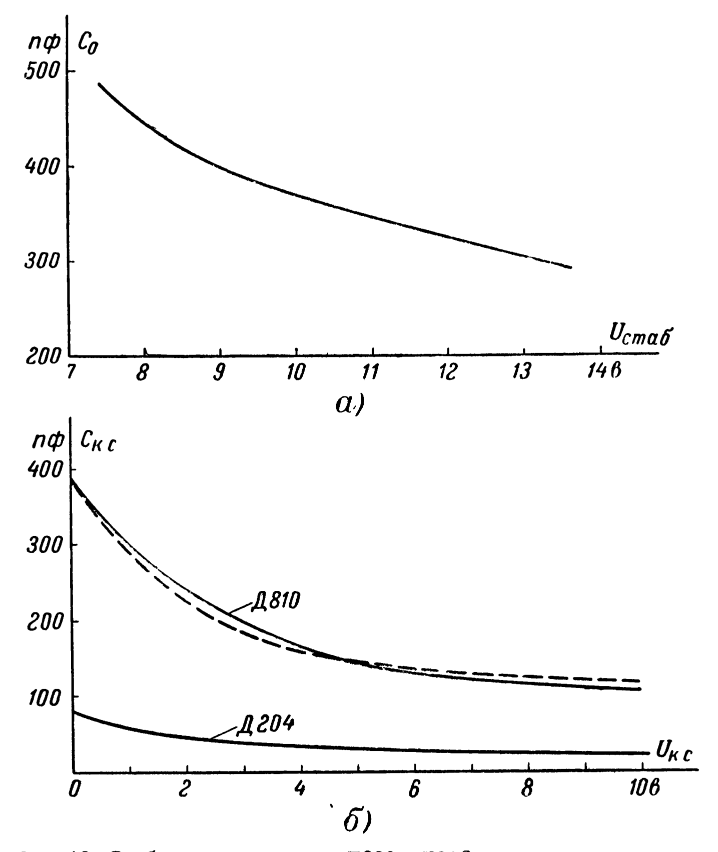


Рис 12. Стабилитроны типов Д808—Д813 при использовании их в качестве полупроводниковых конденсаторов.

ми. Зависимость величины начальной емкости стабилитронов Д808—Д813 от уровня стабилизируемого напряжения показана на рис. 12,*а*.

На рис. 12,*б* приведена типичная зависимость емкости стабилитрона от приложенного к нему обратного напряжения. Здесь же для сравнения изображена аналогичная

зависимость, снятая для высоковольтного кремниевого диода типа Д-204. Пунктирной линией на рис. 12,*б* показана та же кривая для диода Д-204, приведенная к величине начальной емкости стабилитрона. Здесь видно, что закон изменения емкости в зависимости от приложенного напряжения остается одинаковым при различных значениях пробивного напряжения, как это и следует из формулы (16).

Важной особенностью стабилитронов является хорошая добротность полупроводникового конденсатора на низкой частоте. Действительно, если ограничиться добротностью конденсатора порядка 10, то из выражения (19) можно получить:

$$f_{\text{мин}} = \frac{Q}{2\pi R_{\text{ш}} C},$$

где $f_{\text{мин}}$ — минимальная рабочая частота.

Ориентируясь на стабилитроны типа Д808, примем $C=400$ *пф* и $R_{\text{ш}}=50$ *Мом*. При этом минимальная рабочая частота $f_{\text{мин}} \approx 80$ *гц*. Удовлетворительная добротность емкости стабилитрона на низких частотах позволяет значительно расширить область применения управляемых конденсаторов.

ГЛАВА ВТОРАЯ

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

5. КЛАССИФИКАЦИЯ СТАБИЛИЗАТОРОВ

Стабилизатором напряжения мы будем называть любое электротехническое устройство, включенное между источником и потребителем и служащее для уменьшения колебаний питающего напряжения до пределов, необходимых потребителю в условиях, когда воздействие на сам источник электрической энергии невозможно или нецелесообразно.

Соответствующая такому определению блок-схема электрической цепи, составленной из источника, стабилизатора и потребителя, показана на рис. 13,*а*. Фактически действующая часть стабилизатора, обеспечивающая стабилизацию напряжения на нагрузке, называется исполнительным элементом и включается либо последовательно с сопротивлением нагрузки (рис. 13,*б*), либо параллельно ему. В по-

следнем случае последовательно с исполнительным элементом со стороны источника включается балластное сопротивление $R_б$ (рис. 13,*в*).

По своему принципу действия все стабилизаторы могут быть разделены на два основных класса: параметрические и компенсационные стабилизаторы. Возможны также схемы стабилизаторов, совмещающие оба эти принципа.

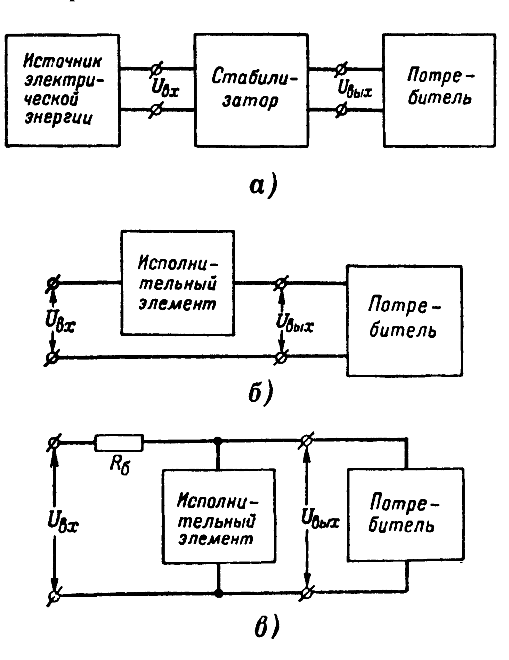


Рис. 13. Структурные схемы параметрических стабилизаторов.

Параметрическими стабилизаторами принято называть устройства, в которых нелинейные или управляемые сопротивления используются так, что изменение их величины при некотором изменении входного напряжения приводит к меньшему относительному изменению выходного напряжения. Параметрические стабилизаторы фактически не контролируют величину напряжения на нагрузке и схемы их характеризуются отсутствием замкнутой цепи регулирования.

При компенсационном регулировании величина напряжения, имеющаяся на нагрузке, сравнивается с заданной

образцовой величиной напряжения и в зависимости от полученной разности производится воздействие на исполнительный орган регулятора так, чтобы уменьшить эту разность до допустимых значений. Схемы компенсационных регуляторов напряжения характеризуются наличием замкнутой цепи регулирования и обязательным наличием управляемых сопротивлений.

Компенсационные регуляторы обладают значительно большей гибкостью, чем параметрические, а качество их работы меньше зависит от ассортимента имеющихся деталей. В то же время параметрические стабилизаторы, особенно на нелинейных (неуправляемых) сопротивлениях, требуют значительно меньше деталей; они просты и надежны в эксплуатации.

Большое разнообразие номиналов, присущее кремниевым стабилитронам, малый вес и габариты последних обеспечивают еще более широкое применение параметрических стабилизаторов. Кроме того, не надо забывать, что параметрические стабилизаторы, как правило, используются в качестве источника заданного образцового (эталонного) напряжения в компенсационных регуляторах, т. е. фактически являются измерительными элементами.

6. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

Наиболее простая и вместе с тем самая распространенная схема параметрического стабилизатора напряжения приведена на рис. 14,*а*. Схема представляет собой делитель напряжения, одно из сопротивлений которого является нелинейным. При изменении (например, увеличении) тока через цепь из этих двух последовательно соединенных сопротивлений на нелинейном сопротивлении напряжение практически не меняется за счет соответствующего изменения (в нашем случае уменьшения) самой величины этого сопротивления. Сопротивление R_1, на котором выделяется все изменение выходного напряжения, называют балластным. В качестве нелинейного сопротивления применен кремниевый стабилитрон KC_1.

На рис. 14,*в* приведена графическая иллюстрация работы подобного параметрического стабилизатора. Для удобства построений динамическое сопротивление кремниевого стабилитрона взято значительно больше действительного.

При заданном значении входного напряжения $U_{вх}$, балластного сопротивления R_1 и известной вольт-амперной

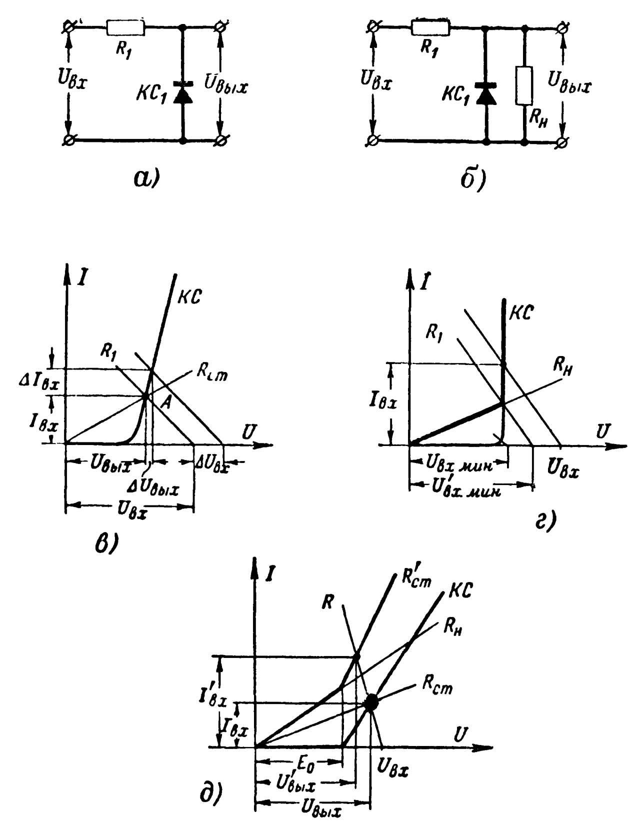


Рис. 14 Схемы параметрических стабилизаторов и графики, поясняющие их работу.

характеристике стабилитрона рабочая точка стабилизатора (точка *A* на рис. 14,*в*) определится однозначно.

Для установившихся значений выходного и входного напряжений будем соответственно иметь:

$$\left.\begin{aligned} U_{вых} &= R_{ст} I_{вх}; \\ U_{вх} &= U_{вых} + I_{вх} R_1 = I_{вх}(R_{ст} + R_1). \end{aligned}\right\} \quad (21)$$

Для некоторого приращения входного напряжения $\Delta U_{вх}$ можно записать:

$$\left.\begin{aligned} \Delta U_{вх} &= \Delta I_{вх}(R_{дин} + R_1); \\ \Delta U_{вых} &= \Delta I_{вх} R_{дин}. \end{aligned}\right\} \quad (22)$$

Для оценки работы стабилизаторов напряжения пользуются обычно коэффициентом стабилизации по входному напряжению, который показывает, во сколько раз относительное изменение входного напряжения, подводимого к стабилизатору, больше относительного изменения выходного (стабилизированного) напряжения, снимаемого с него:

$$K_U = \frac{\Delta U_{вх}}{\Delta U_{вых}} \cdot \frac{U_{вых}}{U_{вх}} . \qquad (23)$$

Совместное решение уравнений (21), (22) и (23) дает:

$$K_U = \frac{R_{ст}}{R_{дин}} \cdot \frac{R_{дин} + R_1}{R_{ст} + R_1} . \qquad (24)$$

Коэффициент стабилизации, таким образом, зависит не только от качества Q нелинейного элемента, но и от режима работы стабилизатора (величина балластного сопротивления R_1).

Очевидно, что при увеличении R_1 до значений $R_1 \gg R_{ст}$ (а следовательно, и $R_1 \gg R_{дин}$) коэффициент стабилизации

$$K_U = \frac{R_{ст}}{R_{дин}} = Q,$$

т. е. величина качества нелинейного сопротивления является предельным значением коэффициента стабилизации стабилизатора. Реальные значения коэффициента стабилизации лежат всегда ниже величины Q.

Наоборот, при таких малых значениях балластного сопротивления, как $R_1 \ll R_{дин}$ (а следовательно, и $R_1 \ll R_{ст}$) стабилизатор перестает функционировать независимо от степени нелинейности нелинейного элемента, так как

$$K_U = 1.$$

Разделив числитель и знаменатель формулы (24) на $R_{ст}$, получим иное выражение для K_U:

$$K_U = \frac{R_{ст} + QR_1}{R_{ст} + R_1} .$$

Рассмотрение схемы, проведенное выше, было сделано с учетом работы стабилизатора без сопротивления нагрузки. Подобный режим имеет место, например, при питании сеточных цепей электронных ламп.

Однако чаще встречаются случаи, когда величиной сопротивления нагрузки пренебрегать нельзя (рис. 14,*б*). В этом случае параллельное соединение стабилитрона и сопротивления нагрузки целесообразно рассматривать как новое нелинейное сопротивление. Указанное сопротивление для случая простейшей схемы замещения кремниевого стабилитрона (рис. 4,*а*) построено на рис. 14,*г*. Как видно из этого рисунка, включение сопротивления нагрузки параллельно стабилитрону практически не влияет на коэффициент стабилизации стабилизатора. Изменяются только пределы стабилизируемых напряжений. Если при холостом ходе стабилизатора стабилизация начиналась со значения $U_{вх}=U_{вх.\,мин}$ (рис. 14,*г*), то при нагрузке стабилизатора на сопротивление $R_н$ стабилизация выходного напряжения начинается с величины $U_{вх}=U'_{вх.\,мин}$.

Так как формула (24) справедлива для любого нелинейного сопротивления типа R_U, то, очевидно, коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора с учетом наличия сопротивления $R_н$ можно получить, подставив в формулу (24) соответствующие значения динамического ($R'_{дин}$) и статического ($R'_{ст}$) сопротивлений, эквивалентных параллельному соединению стабилитрона и сопротивления нагрузки $R_н$.

Для нового динамического сопротивления $R'_{дин}$ будем иметь:

$$R'_{дин}=\frac{R_{дин}R_н}{R_{дин}+R_н}. \qquad (25)$$

Определять таким же образом статическое сопротивление $R'_{ст}$ нельзя в силу его нелинейности. На рис. 14,*д* приведено детальное построение величины нового нелинейного сопротивления при параллельном соединении стабилитрона $КС_1$ и сопротивления $R_н$. Из построения следует, что

$$I_{вх}=\frac{U_{вх}-E_0}{R_{дин}+R_1}. \qquad (26)$$

Отсюда с учетом выражения (21)

$$R_{ст}=\frac{U_{вх}}{I_{вх}}-R_1=\frac{U_{вх}R_{дин}+E_0R_1}{U_{вх}-E_0}. \qquad (27)$$

При шунтировании кремниевого стабилитрона сопротивлением нагрузки имеем:

$$I'_{вх} = \frac{U_{вх} - E_0 + R'_{дин} \frac{E_0}{R_н}}{R'_{дин} + R_1}, \qquad (28)$$

и по аналогии с выражением (27)

$$R'_{ст} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} - R_1 = \frac{U_{вх}R'_{дин} + E_0 R_1\left(1 - \frac{R'_{дин}}{R_н}\right)}{U_{вх} - E_0\left(1 - \frac{R'_{дин}}{R_н}\right)}. \qquad (29)$$

Из рассмотрения выражений (25), (27) и (29) следует, что различие между величинами $R_{ст}$ и $R_{дин}$, с одной стороны, и $R'_{ст}$ и $R'_{дин}$ — с другой, полностью определяется соотношением между $R_{дин}$ и $R_н$. Практически величина $R_н$ по крайней мере на два порядка больше, чем $R_{дин}$. Поэтому при $R_н \gg R_{дин}$ можно считать, что

$$\left.\begin{aligned} R'_{дин} &= R_{дин}, \\ R'_{ст} &= R_{ст}, \end{aligned}\right\} \qquad (30)$$

т. е.

$$K'_U = K_U. \qquad (31)$$

Для параметрической стабилизации напряжения особенно эффективными оказываются мостовые схемы (рис. 15,*а*). Делитель, состоящий из сопротивлений R_2 и R_3, подбирается так, чтобы при изменении напряжения $U_{вх}$ напряжение на сопротивлении R_3 изменялось одинаково с напряжением на кремниевом стабилитроне *КС*. Тогда разность этих напряжений ($U_{вых}$), снимаемая с диагонали моста, окажется совершенно постоянной.

Коэффициент стабилизации мостовой схемы

$$K_U = \frac{\frac{R_{ст}}{R_1 + R_{ст}} - \frac{R_3}{R_2 + R_3}}{\frac{R_{дин}}{R_1 + R_{дин}} - \frac{R_3}{R_2 + R_3}}. \qquad (32)$$

При выполнении условия

$$R_{\text{дин}}R_2 = R_1 R_3 \quad (33)$$

коэффициент стабилизации K_U становится равен бесконечно большой величине ($K_U = \infty$).

Однако не все задачи высококачественной стабилизации напряжения могут быть решены с помощью мостовых схем. При очень больших колебаниях входного напряже-

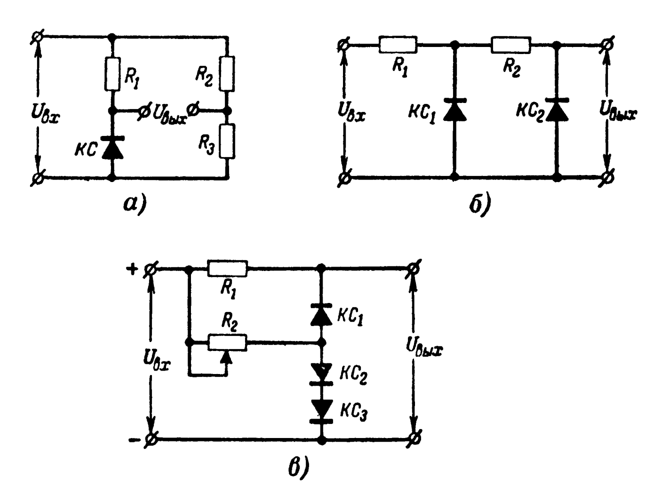


Рис. 15. Прецизионные схемы параметрических стабилизаторов.

ния ток, текущий через стабилитрон, может несколько разогреть его и тем самым вызвать довольно значительную разбалансировку моста. Наличие нелинейности динамического сопротивления при большом диапазоне изменения токов, протекающих через стабилитрон, также может привести к неполной компенсации моста.

В таких случаях бывает полезно использовать многокаскадную схему включения параметрических стабилизаторов, показанную на рис. 15,*б*. Очевидно, в многокаскадную схему могут быть объединены и мостовые стабилизаторы.

Влияние температуры на качество стабилизации обычно пытаются уменьшить применением термокомпенсации. Для этих целей можно использовать стабилитроны, вклю-

ченные в прямом направлении последовательно со стабилизирующим стабилитроном. Учитывая возможность некоторого изменения *ТКН* стабилитрона в прямом направлении (рис. 10,*в*), можно осуществлять плавную регулировку *ТКН* стабилизатора. Схема термокомпенсированного параметрического стабилизатора с использованием кремниевых стабилитронов приведена на рис. 15,*в*. Сопротивление R_2 служит здесь для подстройки *ТКН* за счет изменения тока, протекающего через стабилитроны KC_2 и KC_3 в прямом направлении.

Учитывая исключительную стабильность кремниевых стабилитронов, подобные параметрические стабилизаторы можно применять в качестве источников образцового напряжения вместо нормальных элементов третьего класса. Получаемые таким образом «нормальные элементы» обладают меньшим *ТКН*, бо́льшим рабочим диапазоном температур, меньшим внутренним сопротивлением, чем гальванические элементы. Необходимо только отметить, что, применяя кремниевый стабилитрон в качестве источника образцового напряжения, следует избегать его перегрузок по току даже в пределах, указанных в предыдущей главе (рис. 11). Большие перегрузки у некоторых образцов стабилитронов вызывают незначительный уход вольт-амперной характеристики стабилитрона, что у образцового элемента, естественно, недопустимо. Во избежание случайных перегрузок может быть рекомендовано применение, например, двухкаскадной схемы (рис. 15,*б*) с компенсированным стабилитроном на выходе.

7. КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

При необходимости получить большие диапазоны стабилизации при достаточной мощности в нагрузке, как правило, приходится обращаться к стабилизаторам с усилительными элементами. Параметрические стабилизаторы с усилителями, не выигрывая в простоте схем и количестве элементов, заметно проигрывают компенсационным из-за отсутствия обратной связи. Поэтому при введении в схему усилительных элементов предпочитают использование компенсационных стабилизаторов напряжения.

Важнейшей частью компенсационных стабилизаторов напряжения является измерительный элемент, фиксирующий отклонение напряжения на нагрузке от заданной величины. Сигнал измерительного элемента через усилитель подается на исполнительный элемент регулятора, который

восстанавливает регулируемое напряжение до требуемого уровня.

Одним из основных требований, предъявляемых к измерительным элементам, является требование высокой чувствительности и стабильности. Не менее важным являются требования схемной и конструктивной простоты, отсутствия инерционности и т. п.

Измерительные элементы, выполненные на кремниевых стабилитронах, при работе с постоянным напряжением отвечают всем этим требованиям. При работе с пульсирующим напряжением, полученным в результате однополупериодного или двухполупериодного выпрямления переменного напряжения, характеристики кремниевого стабилитрона, снятые по средним значениям тока и напряжения, значительно ухудшаются. Амплитудные вольт-амперные характеристики стабилитрона, очевидно, остаются такими же, как и при работе с постоянным током.

Простейшим измерительным элементом является схема, состоящая из последовательно соединенных кремниевого стабилитрона и сопротивления (рис. 16,*а*). Переходная характеристика этого измерительного элемента приведена на рис. 16,*б*. Если пренебречь величиной динамического сопротивления стабилитрона по сравнению с сопротивлением нагрузки R_1, то часть переходной характеристики измерительного элемента, лежащая вправо от точки E_0, будет представлять собой вольт-амперную характеристику сопротивления R_1.

Чувствительность измерительного элемента, выраженная величиной K, показывает, какую часть относительного изменения напряжения на входе измерительного элемента составляет относительное изменение напряжения на его выходе:

$$K = \frac{\dfrac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}}{\dfrac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}} U_{\text{вх}}}{\Delta U_{\text{вх}} U_{\text{вых}}} = \frac{1}{K_U}. \quad (34)$$

Для рассматриваемой схемы значение чувствительности

$$K = \frac{R_{\text{ст}} + R_1}{R_{\text{дин}} + R_1}.$$

Таким образом, при заданном режиме по току измерительного элемента увеличение нагрузочного сопротивления

приводит к уменьшению чувствительности и наоборот. Улучшение качества нелинейного сопротивления (стабилитрона) приводит к увеличению чувствительности измерительного элемента.

Однако часто бывает задан не ток через измерительный элемент, а напряжение на его входе. В этом случае удоб-

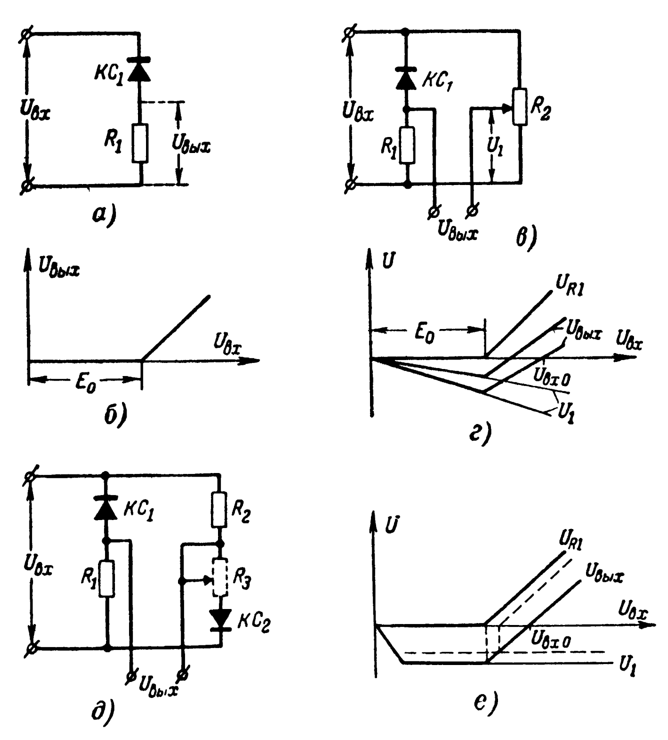


Рис. 16. Схемы измерительных элементов постоянного напряжения и графики, поясняющие их работу.

нее определять величину K рассматриваемой схемы по следующей формуле:

$$K = \frac{U_{вх}}{U_{вх} - E_0}. \qquad (35)$$

Следовательно, чувствительность измерительного элемента, схема которого приведена на рис. 16,*а*, при заданном входном напряжении не зависит от величины нагрузочного сопротивления R_1 и качества Q кремниевого ста-

билитрона. Однако применение кремниевого стабилитрона с плохим качеством будет приводить к уменьшению абсолютной величины выходного сигнала при принятой величине чувствительности, так как

$$U_{вых} = \frac{R_1 (U_{вх} - E_0)}{R_{дин} + R_1}.$$

При выборе сопротивления R_1 не следует забывать, что наименьшее значение этого сопротивления определяется величиной допустимого через стабилитрон тока:

$$R_1 \geqslant \frac{U_{вх} - E_0}{I_{обр.макс}} - R_{дин}. \quad (36)$$

Так как динамическое сопротивление стабилитрона, вообще говоря, не является постоянной величиной и увеличивается с уменьшением тока через стабилитрон, то величина E_0 хотя и слабо, но также зависит от тока. Это надо иметь в виду при увеличении сопротивления R_1. Увеличение R_1, кроме того, может привести к тому, что кремниевый стабилитрон будет работать в области нестабильной части своей характеристики. Принимая минимально допустимый ток через стабилитрон равным 0,2 *ма*, получим:

$$R_1 \leqslant \frac{10^3 (U_{вх} - E_0)}{0,2} - R_{дин}. \quad (37)$$

Выражение (37) ограничивает максимально достижимую чувствительность измерительного элемента, так как совместное решение выражений (35) и (37) дает:

$$K \leqslant \frac{10^3 U_{вх}}{0,2 (R_1 + R_{дин})}. \quad (38)$$

В целом ряде случаев необходимо, чтобы при отклонениях величины измеряемого напряжения менялась не только величина выходного напряжения на выходе измерительного элемента, но и в зависимости от направления отклонения измеряемой величины изменялась и полярность этого напряжения.

Измерительный элемент, отвечающий подобным требованиям, выполняют по мостовой схеме (рис. 16,*в*). Напряжение U_1, снимаемое с части потенциометра R_2, оказывается в противофазе с напряжением, снимаемым с сопротивле-

ния R_1. Характеристика рассматриваемого измерительного элемента приведена на рис. 16,*г*. Как видно из этого рисунка, в зависимости от величины напряжения U_1 характеристика измерительного элемента может изменяться. При некотором значении величины входного напряжения $U_{вх0}$ характеристика измерительного элемента проходит через нуль.

Чувствительность мостовой схемы (рис. 16,*в*)

$$K=\frac{U_{вх}}{U_{вх}-U_{вх0}}. \qquad (39)$$

Очевидно, чувствительность мостового измерительного элемента не зависит от качества примененного стабилитрона и может быть сделана весьма большой.

В отличие от выражения (35) для чувствительности схемы на рис. 16,*а* величину $U_{вх}$ целесообразно рассматривать не как рабочую точку стабилизатора, а как допустимое по техническому заданию предельное значение стабилизируемого напряжения, так как рабочей точкой является значение $U_{вх0}$. Отсюда

$$\Delta U_{вх}=2\left|U_{вх}-U_{вх0}\right|, \qquad (40)$$

т. е. минимальная величина чувствительности измерительного органа задается фактически допуском на стабилизируемое напряжение.

Чувствительность мостового измерительного органа не зависит от коэффициента деления потенциометра R_2.

Мостовая схема измерительного элемента с одним кремниевым стабилитроном позволяет получить чувствительность, в идеальном случае равную, а реальном — несколько бо́льшую по сравнению с чувствительностью простейшей измерительной схемы, показанной на рис. 16,*а*.

Еще бо́льшую чувствительность дает мостовая схема с двумя нелинейными элементами, показанная на рис. 16,*д*. Характеристика этого измерительного элемента приведена на рис. 16,*е*. Недостатком приведенной мостовой схемы является трудность подстройки значения $U_{вх0}$, так как при $R_{дин1}\,R_{дин2}\ll R_1R_2$ подстройка величины $U_{вх0}$ может осуществляться только благодаря наличию динамического сопротивления стабилитрона. Переменное сопротивление R_3, показанное на рис. 16,*д* пунктиром, искусственно увеличивает динамическое сопротивление стабилитрона, позволяя регулировать величину $U_{вх0}$.

Естественно, что при этом чувствительность схемы несколько снижается.

В одном из плечей мостового измерительного элемента целесообразно применить, как и показано на рис. 16,*д*, включение кремниевого стабилитрона в прямом направлении. Это позволяет осуществить термокомпенсацию измерительного моста в широком диапазоне температур. На рис. 16,*е* пунктиром показаны изменения соответствующих величин в термокомпенсированной мостовой схеме при ее нагреве.

При полной термокомпенсации необходимо соблюдать условие

$$\frac{TKH_{\text{к с1}}}{TKH_{\text{к с2}}} = \frac{U_{\text{к с2}}}{U_{\text{к.с1}}},$$

где значения температурных коэффициентов напряжения находят по данным, приведенным в гл. 1.

При регулировании переменного напряжения можно использовать схемы, приведенные на рис. 16, применяя предварительное выпрямление входного напряжения. Однако, как было отмечено выше, это значительно снижает чувствительность измерительных элементов. Кроме того, при наличии последующих каскадов усиления желательно сохранить переменный сигнал, так как усилители постоянного тока весьма сложны и нестабильны.

На рис. 17,*а* приведена схема измерительного элемента с выходом на переменном токе. Здесь в качестве двустороннего нелинейного элемента применены встречно включенные кремниевые стабилитроны. С диагонали моста снимается переменное напряжение U_1, форма которого резко искажается при пробое кремниевых стабилитронов (рис. 17,*б*). В напряжении U_1 появляются высшие гармонические составляющие, причем наиболее резко выражена третья гармоника. При этом амплитуда основной частоты начинает интенсивно уменьшаться.

Фильтр *Ф* пропускает на выход измерительного органа только основную составляющую (первую гармонику) переменного напряжения, задерживая все другие. Таким образом, получаем измерительный элемент с выходом на переменном синусоидальном токе основной частоты, переходная характеристика которого приведена на рис. 17,*в*. Падающий участок этой характеристики соответствует зоне пробоя кремниевых стабилитронов. Дальнейшее увеличение входного напряжения приводит к заметному проса-

чиванию на выход фильтра высших (в основном третьей) гармонических составляющих.

На рис. 18,*а* приведена одна из самых распространенных схем компенсационных стабилизаторов напряжения постоянного тока. Измерительным элементом в ней служит цепь стабилитрон — эмиттер транзистора T_1. Потенциометр R_1 служит для установки требуемого уровня выходного напряжения. Усилителем стабилизатора являют-

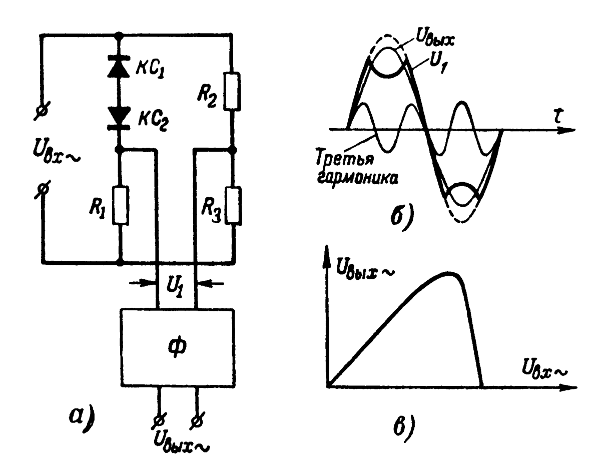


Рис. 17. Измерительный элемент с выходом на переменном токе.

ся транзисторы T_1 и T_2. Последний одновременно является и исполнительным элементом стабилизатора.

Этот стабилизатор работает следующим образом. При сбросе нагрузки, например, выходное напряжение стабилизатора стремится повыситься. Это приводит к резкому увеличению тока через эмиттерный переход транзистора T_1. Сигнал, усиленный транзистором T_1, поступает на базу транзистора T_2 и закрывает его. Падение напряжения на транзисторе T_2 увеличивается, что препятствует увеличению выходного напряжения стабилизатора.

Применение транзисторов с разными типами проводимости (*n-p-n* и *p-n-p*) позволяет выполнить регулятор по более простой схеме (рис. 18,*б*). На рис. 18,*в* приведена схема компенсационного стабилизатора тока с использованием измерительного элемента на кремниевом стабили-

троне. Эта схема фактически поддерживает постоянным напряжение на сопротивлении R_1. При изменении сопротивления нагрузки изменяется падение напряжения на сопротивлении R_1 и стабилизатор восстанавливает прежнее значение этого напряжения и, следовательно, тока через нагрузку.

Стабилизатор, выполненный по схеме на рис. 18,*а* с использованием кремниевого стабилитрона типа Д808 и тран-

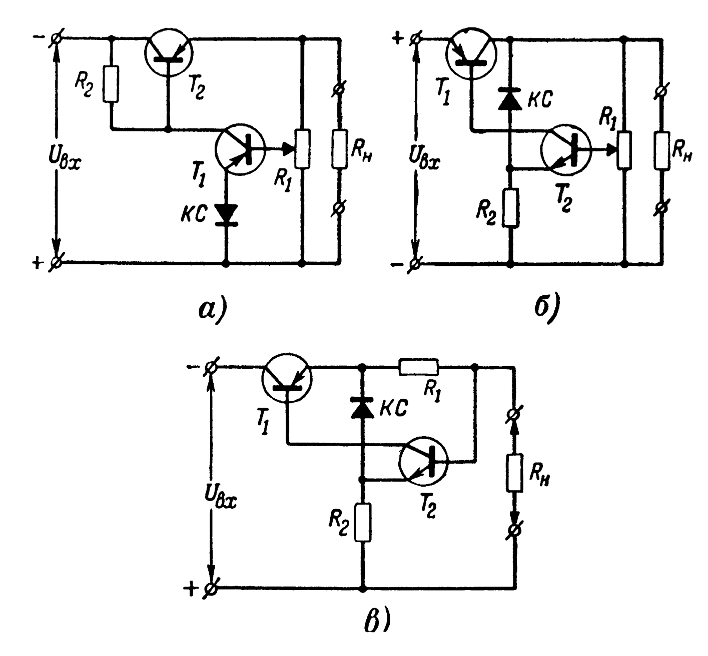


Рис. 18. Схемы компенсационных стабилизаторов напряжения и тока.

зисторов типов П3 и П203 с небольшим (20×30 *мм*) теплоотводом, обеспечивает стабилизацию напряжения на уровне 12,5 *в* при изменении тока нагрузки от нуля до 500 *ма*.

Существующие типы транзисторов не позволяют осуществить стабилизацию напряжения при больших токах нагрузки. Для увеличения допустимого тока нагрузки можно исполнительный элемент стабилизатора выполнить на нескольких параллельно соединенных транзисторах одного типа.

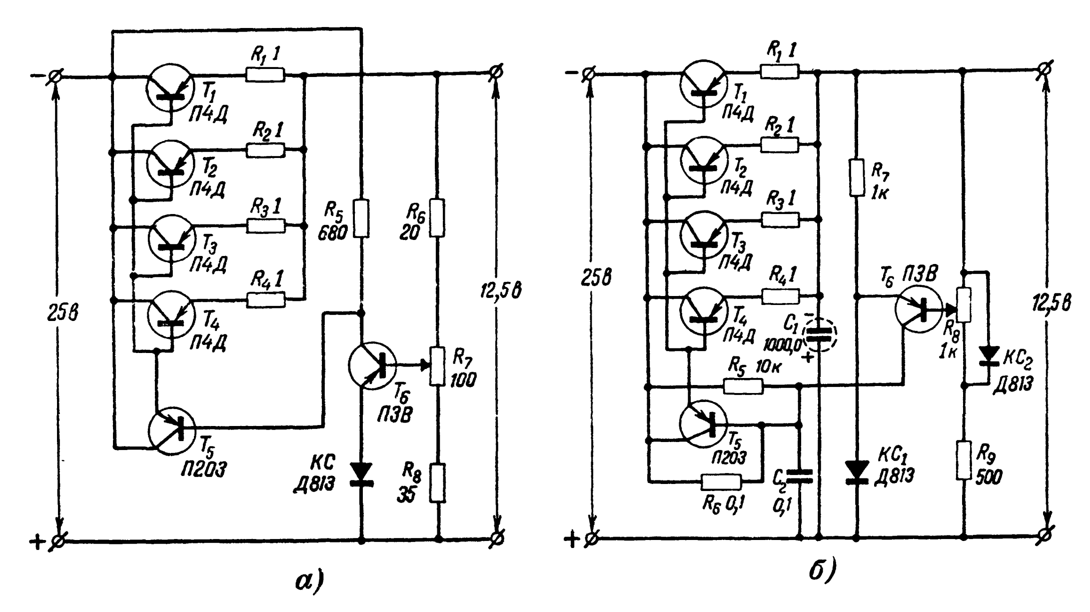


Рис. 19. Схемы стабилизаторов постоянного напряжения с током нагрузки 2,5—6 *а*.

Подобная схема приведена на рис. 19,*а*. Исполнительный элемент этого стабилизатора состоит из пяти параллельно соединенных транзисторов типа П4Д. Для компенсации разброса характеристик транзисторов в их эмиттерные цепи включены сопротивления в 1 *ом*. При этом обеспечивается нормальная работа транзисторов П4Д в параллельном соединении без предварительного их отбора.

Этот стабилизатор отдает в нагрузку ток до 2,5 *а* без каких бы то ни было охлаждающих устройств. При надлежащих радиаторах ток, отдаваемый в нагрузку, может быть увеличен до 6—8 *а*. При напряжении на входе порядка 25 *в* стабилизатор поддерживает выходное напряжение 12,5 *в* с точностью ±4% при изменениях тока нагрузки от нуля до 2,5 *а*.

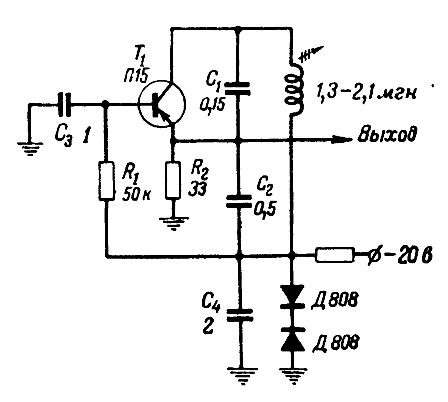


Рис. 20. Схема генератора стабильного синусоидального напряжения.

Стабилизатор, схема которого показана на рис. 19,*б*, обладает значительно большей точностью. В схеме его применен исполнительный элемент на пяти транзисторах типа П4Д с радиаторами. Стабилизатор обеспечивает уровень напряжения в 12,5 *в* с точностью ±2% при изменениях тока нагрузки от нуля до 6 *а*.

На рис. 20 приведена схема генератора синусоидального напряжения с выходным напряжением 0,5 *в* и частотой 10 *кгц*. В качестве измерительного элемента применены кремниевые стабилитроны типа Д808 с малым *ТКН*. В диапазоне температур 30—50° С стабильность амплитуды выходного переменного напряжения составляет около 0,1%. Для этой схемы желательно иметь стабилизированный (например, по схеме на рис. 18,*а*) источник питания.

В мощных стабилизаторах переменного напряжения, которые часто выполняются с применением магнитных усилителей, кремниевые стабилитроны могут быть весьма эффективно использованы в соединении с обмоткой управления магнитного усилителя.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ПРИМЕНЕНИЕ КРЕМНИЕВЫХ СТАБИЛИТРОНОВ В СХЕМАХ ЭЛЕКТРОАВТОМАТИКИ

8. ФОРМИРОВАТЕЛИ

В импульсных схемах диспетчерского контроля, а также в схемах нуль-индикаторов, моделирующих устройств, телеметрической аппаратуры и т. п. часто бывает необходимо иметь импульсы разнообразной формы.

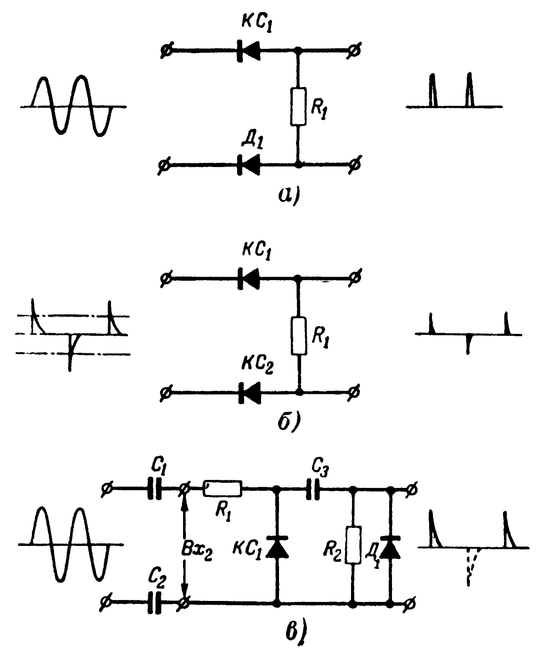


Рис. 21. Формирователи остроконечных импульсов.

При наличии синусоидального напряжения остроконечные импульсы можно получить, используя простейшую схему формирователя, приведенную на рис. 21,*а*. Схема состоит из последовательно включенных кремниевого стабилитрона KC_1 и сопротивления R_1. Очевидно, что на нагрузочном сопротивлении R_1 будет выделяться та часть положительной полуволны входного напряжения, которая лежит выше уровня стабилизации стабилитрона KC_1.

Диод $Д_1$ служит для выделения импульсов одной полярности.

При необходимости иметь двустороннюю отсечку, можно применять схему, показанную на рис. 21,*б*. Здесь вместо диода $Д_1$ также применен кремниевый стабилитрон, благодаря чему на выходе схемы появляются сформированные узкие импульсы обеих полярностей.

Можно получать остроконечные импульсы, используя напряжение, выделяющееся не на последовательно включенном сопротивлении, а на самом стабилитроне. При входном напряжении, значительно превышающем напряжение стабилизации стабилитрона, на последнем, очевидно, выделяются импульсы почти прямоугольной формы. Остроконечные импульсы можно, как обычно, получить дифференцированием. Подобная схема приведена на рис. 21,*в*. Дифференцирование осуществляется цепочкой C_3R_2. Диод $Д_1$ служит для выделения остроконечных импульсов одной полярности.

Для четкой работы этой схемы необходимо, чтобы входное напряжение было значительно больше напряжения стабилизации стабилитрона $КС_1$. Поэтому для уменьшения потерь на сопротивлении R_1 в схему введены конденсаторы C_1 и C_2. Одновременно они осуществляют гальваническую развязку выхода формирователя от входа. Кроме того, изменяя соотношение между емкостями C_1 и C_2 и величину сопротивления R_1, можно в определенных пределах регулировать фазу выходных импульсов относительно фазы входного напряжения. Если подобный фазовый сдвиг недопустим, то входное напряжение можно подавать на зажимы $Вх_2$.

Формирователи импульсов подобного типа, построенные на нелинейном конденсаторе (вариконде), уже широко применяются в схемах диспетчерского телемеханического контроля. Такие формирователи обеспечивают получение импульсов длительностью 1—2 *мсек* с амплитудой до 15 *в* при подаче на вход переменного напряжения порядка 250 *в* с частотой 50 *гц*.

За счет значительно более высокой нелинейности кремниевых стабилитронов (при таком же входном напряжении) на выходе формирователя можно получать импульсы длительностью 0,5—0,6 *мсек* с амплидутой до 18 *в*. Однако наиболее важным преимуществом стабилитрона по сравнению с варикондом является возможность осу-

ществлять формирование остроконечных импульсов при малых входных напряжениях.

Специфичной особенностью формирователя на стабилитронах является наличие емкости *p-n*-перехода. Ликвидировать емкость стабилитрона, если это необходимо, можно небольшим током смещения.

Общим недостатком формирователей, схемы которых приведены на рис. 21,*а* и *б*, является плохое использование входного напряжения при формировании достаточно узких импульсов. Для идеального формирователя на стабилитроне справедливо следующее соотношение:

$$\tau_{имп} = \frac{\arccos\left(1 - \frac{U_{имп}}{U_{вх}}\right)}{\pi f}, \qquad (41)$$

где $U_{вх}$ — напряжение на входе формирователя;
f — частота входного напряжения;
$\tau_{имп}$ — длительность получаемого импульса;
$U_{имп}$ — амплитуда получаемого импульса.

Очевидно, что для получения достаточно узких импульсов необходимо иметь весьма малое отношение $U_{имп}/U_{вх}$. Практически, ввиду малой величины этого отношения, можно пользоваться следующей формулой:

$$\tau_{имп} = \frac{0{,}2 + 2{,}2\frac{U_{имп}}{U_{вх}}}{\pi f}.$$

Однако, если формировать не импульсы напряжения, амплитуда которых, кстати говоря, совершенно не зависит от величины сопротивления нагрузки, а импульсы тока, то при достаточно малом сопротивлении нагрузки легко получить значительные по величине и достаточно узкие импульсы. С этой точки зрения весьма эффективно будет объединение рассматриваемых формирователей с усилительным элементом, управление которым осуществляется по току.

На рис. 22,*а* показан формирователь остроконечных импульсов с использованием транзистора. Схема содержит, так же как и схемы рис. 21,*а* и *б*, всего три элемента. Небольшой ток смещения через стабилитрон обеспечивается за счет обратного коллекторного тока транзистора

T_1. Подобный формирователь при входном переменном напряжении 6 *в* обеспечивает получение импульсов длительностью около 0,2 *мсек* с амплитудой 15 *в*.

Формирование пилообразного напряжения с регулируемой постоянной составляющей осуществляется по схеме, приведенной на рис. 22,*б*. Цепочка, состоящая из встречно включенных кремниевых стабилитронов KC_1,

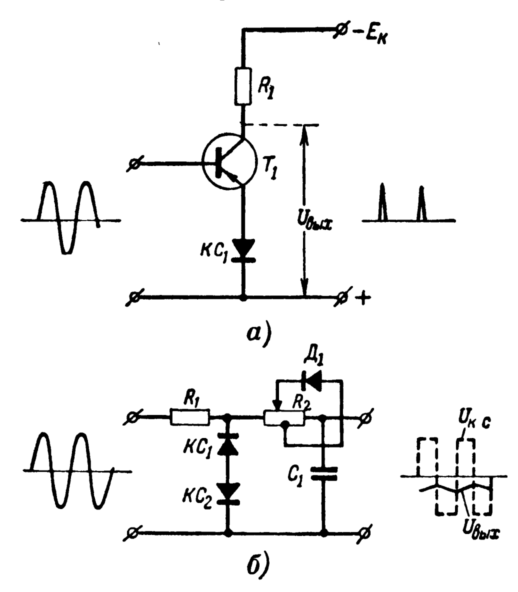


Рис. 22. Формирователи напряжения специальной формы.

KC_2 и балластного сопротивления R_1, образует формирователь трапецеидального напряжения. Полученное трапецеидальное напряжение подается на интегрирующую цепочку C_1R_2, на выходе которой формируется пилообразное напряжение. Благодаря введенному в схему интегрирующего звена диоду $Д_1$ удается создать разные постоянные времени заряда и разряда конденсатора C_1. Последнее дает возможность, изменяя величину сопротивления R_2, регулировать постоянную составляющую выходного пилообразного напряжения. При показанном на схеме положении движка переменного сопротивления R_2 пилообразное напряжение будет, очевидно, иметь отрицательную постоянную составляющую. Если передвинуть движок

правее средней точки, то напряжение получит положительную постоянную составляющую.

Так как стабилитроны KC_1 и KC_2 включены встречно, то при изменении температуры амплитуды положительных и отрицательных импульсов трапецеидального напряжения будут изменяться одинаково, а следовательно, по-

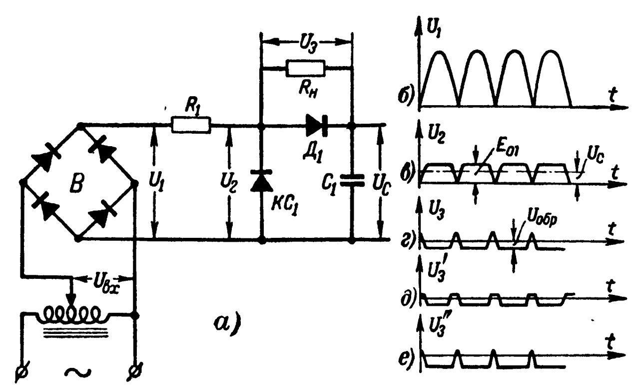


Рис. 23. Формирователь остроконечных импульсов с регулируемой длительностью

стоянная составляющая выходного пилообразного напряжения изменяться не будет.

Подобный формирователь пилообразного напряжения может быть применен, например, в системе широтно-импульсной модуляции телеметрических устройств.

На рис. 23 приведена схема, позволяющая получать остроконечные импульсы различной длительности. Сопротивление R_1 и стабилитрон KC_1 представляют собой ограничитель, на выходе которого образуются трапецеидальные импульсы (рис. 23,*в*). Конденсатор C_1 заряжается через диод $Д_1$ практически до величины напряжения E_0 стабилитрона KC_1. Поэтому в момент равенства напряжения U_2 нулю на сопротивлении нагрузки $R_н$ появляется импульс (рис. 23,*г*).

При изменении величины входного напряжения изменится и длительность импульса, которая в этом случае будет:

$$\tau_{имп} = \frac{(0,3 \div 0,4)\,U_{имп}}{fU_{вх}}, \quad (42)$$

где $U_{имп} \approx E_{01}$ — амплитуда получаемого импульса, равная напряжению стабилизации стабилитрона KC_1.

При формировании особо узких импульсов и при высокоомной нагрузке (около 0,5 *Мом*) диод $Д_1$ следует взять кремниевый, а еще лучше применить стабилитрон с напряжением стабилизации несколько выше, чем у $КС_1$. Для уменьшения выходного сопротивления можно параллельно выпрямителю *В* или стабилитрону $КС_1$ включить сопротивление, причем, меняя соотношение между указанным сопротивлением и сопротивлением нагрузки, можно получать импульсы, изображенные на рис. 23,*д*. Шунтируя сопротивлением конденсатор C_1, можно увеличить $U_{обр}$ (рис. 23,*е*). Такой же результат получается при использовании вместо диода $Д_1$ стабилитрона, причем в этом случае $U_{обр}$ весьма стабильно и определяется прямой ветвью характеристики стабилитрона.

Относительная сложность схемы этого формирователя окупается рядом его преимуществ. Формируемые импульсы оказываются стабилизированными по амплитуде независимо от величины входного напряжения и, что самое важное, соответствуют моменту прохождения входного напряжения через нуль. Устройства подобного типа широко применяются в фазометрах, моделирующих устройствах, интеграторах и т. п.

9. УСТРОЙСТВА ЗАЩИТЫ

Как правило, электрические сети и узлы электроавтоматики приходится защищать от аварийных режимов работы (тепловых перегрузок, перенапряжений и т. п.). В подобных схемах защиты можно с успехом использовать кремниевые стабилитроны.

На рис. 24 представлена схема устройства защиты трехфазного потребителя от работы на двух фазах. Необходимость такой защиты вытекает из следующего. При обрыве фазы у трехфазного асинхронного двигателя последний не выходит из строя сразу, а, продолжая вращаться, зачастую обеспечивает необходимый вращающий момент. Поэтому обрыв фазы у такого потребителя проходит почти всегда незамеченным. Однако при потере одной фазы резко увеличивается потребляемый электродвигателем *ЭД* ток, а с ним и нагрев, вследствие чего электродвигатель из-за недопустимого перегрева выходит из строя.

Задача защиты потребителя от работы на двух фазах может быть усложнена дополнительными требованиями. При комбинированной трехфазной и однофазной сети может появиться значительная несимметрия фазных токов. В слож-

ной сети при обрыве фазы у одного достаточно мощного потребителя на менее мощных потребителях возникают значительные перекосы напряжения. При этом устройства защиты не должны давать ложных отключений. Часто к этому добавляется требование быстродействия защиты,

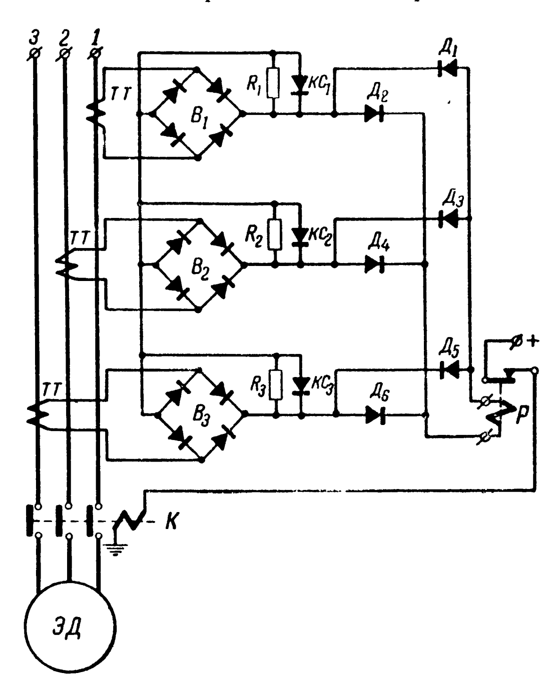


Рис. 24. Схема устройства защиты трехфазных потребителей от работы на двух фазах.

так что применить задержку по времени срабатывания не удается.

Схема, показанная на рис. 24, отвечает изложенным требованиям. Защита построена по раздельно-фазовому принципу и работает следующим образом. При протекании токов в фазах защищаемой линии к сопротивлениям R_1, R_2, R_3 (при отсутствии кремниевых стабилитронов) оказывается приложено напряжение, выпрямленное выпрямителями B_1, B_2, B_3 и пропорциональное по величине току в соответствующей фазе. Все три напряжения соединяются в звезду объединением выводов одинаковой полярности. Если токи в фазах равны между собой, то на-

пряжения на сопротивлениях R_1, R_2, R_3 оказываются одинаковыми и разность между ними равна нулю.

Допустим теперь, что в проводе фазы *1* произошел обрыв и напряжение U_1 оказалось равным нулю. При этом «плюс» двух оставшихся напряжений (U_2 и U_3) через диоды $Д_4$, $Д_6$, $Д_1$ и сопротивление R_1 окажется приложенным к исполнительному реле P, которое и отключит потребителя через контактор K. При обрыве любой другой фазы работа схемы будет протекать аналогично. Диоды $Д_1$—$Д_6$ представляют собой схему диодного суммирования и необходимы для независимой работы каждой из трех ячеек устройства защиты. При асимметрии токов в фазах разность между напряжениями U_1—U_3 прикладывается к исполнительному реле и может вызвать его ложное срабатывание.

Включение кремниевых стабилитронов параллельно сопротивлениям R_1—R_3 позволяет сделать схему нечувствительной к асимметрии фазных токов в значительном диапазоне. Действительно, после того как напряжения U_1, U_2 и U_3 превысят величину напряжения E_0 соответствующих стабилитронов, дальнейшее увеличение фазных токов приведет только к увеличению тока через стабилитроны. Верхний предел защищаемых токов, очевидно, определяется допустимыми токами через стабилитроны, а нижний, в первом приближении, достижением напряжениями U_1, U_2 и U_3 соответствующих значений E_0 стабилитронов.

Кратность токов, защищаемых подобной схемой со стабилитронами типа Д808, оказывается равной 18—20, т. е. устройство может, например, защищать трехфазные нагрузки с потребляемым фазным током от 1 до 20 *а*. Важно, что асимметрия фазных токов при этом допустима в тех же пределах.

Другим видом аварийного режима в сети является перенапряжение. Обычно сложность защиты сети от перенапряжений состоит в том, что устройство защиты должно обладать разными задержками по времени при разной величине перенапряжений. Подобная зависимость называется вольт-секундной характеристикой и обычно задается в виде графиков, показанных на рис. 25,*б*. При большем перенапряжении отключение потребителя должно произойти быстрее и наоборот.

Схема защиты от перенапряжения для трехфазной сети приведена на рис. 25,*а*. При номинальном напряжении в защищаемой сети движок потенциометра R_2 устанавли-

вают так, что напряжение U_1, снимаемое с потенциометра, оказывается меньше напряжения E_{01} кремниевого стабилитрона KC_1. Таким образом, вся последующая часть схемы оказывается отключенной запертым стабилитроном KC_1.

В аварийном режиме напряжение U_1 превышает напряжение E_{01} и их разность $U_2 = U_1 - E_{01}$ прикладывается

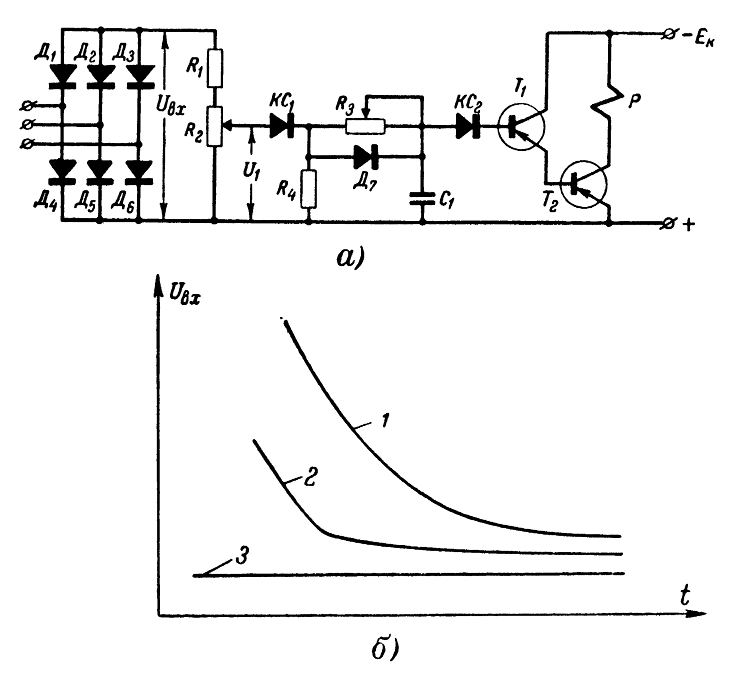


Рис. 25. Схема защиты от перенапряжения (*а*) и вольт-секундные характеристики (*б*).

к интегрирующей цепочке R_3C_1. Пока напряжение U_c на конденсаторе C_1 не достигло опорного уровня E_{02} стабилитрона KC_2, исполнительный орган устройства защиты, состоящий из транзисторов T_1, T_2 и реле P, находится в обесточенном состоянии. Так как практически для срабатывания реле P на вход транзисторов T_1 и T_2 достаточно подать напряжение порядка десятых долей вольта, то можно считать, что срабатывание реле P происходит при наступлении равенства

$$U_C = E_{02}. \qquad (43)$$

Если предположить, что перенапряжение (а следовательно, и напряжение U_2) возникает скачкообразно, то напряжение на конденсаторе C_1 будет увеличиваться по следующему закону:

$$U_C = U_2\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_з}}\right), \tag{44}$$

где $\tau_з$ — постоянная времени цепи заряда.

При достаточно мощном потенциометре R_2 можно считать, что

$$\tau_з = R_3 C_1. \tag{45}$$

Из трех последних уравнений находим:

$$t = R_3 C_1 \ln \frac{U_2}{U_2 - E_{02}}. \tag{46}$$

Таким образом, время, в течение которого напряжение U_c достигает величины, достаточной для срабатывания исполнительного элемента, зависит не только от параметров интегрирующей RC цепочки, но и от величины перенапряжения. При увеличении напряжения U_2 время задержки t уменьшается.

Сделав сопротивление R_3 переменным, можно видоизменять вольт-секундные характеристики защиты в пределах, ограниченных кривыми *1* и *2* на рис. 25,*б*. Прямая *3* на этом рисунке соответствует номинальному значению напряжения в защищаемой сети.

Возникновение переходных процессов неаварийного характера в защищаемой сети будет вызывать заряд конденсатора C_1. Для того чтобы при следующем толчке напряжения в сети вольт-амперная характеристика защиты не изменилась, необходимо конденсатор C_1 разряжать как можно быстрее. В приведенной схеме разряд конденсатора осуществляется через диод $Д_1$ на сопротивление R_4. Основным условием для выбора этого сопротивления является $R_4 \ll R_3$.

При помощи описанного устройства можно защищать от перенапряжений не только трехфазные и однофазные сети, но и сети постоянного тока.

На рис. 26 показаны возможные способы включения стабилитронов в схемах бесконтактных коммутаторов на транзисторах. При подаче положительного сигнала на базу транзистора T_1 в схеме на рис. 26,*а* последний запирается и разрывает цепь питания электромагнита *ЭМ*.

Если электромагнит обладает достаточно большой индуктивностью, то возникающее на зажимах электромагнита при запирании транзистора напряжение может пробить коллекторный переход транзистора. Для ограничения величины напряжения, возникающего на запертом транзисторе, параллельно ему включают цепочку стабилитронов

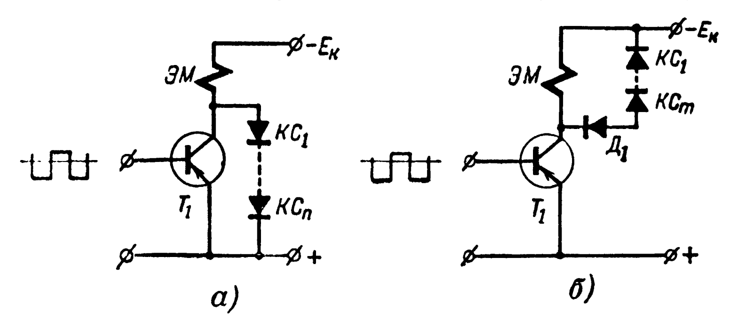


Рис. 26. Защита транзистора, работающего в ключевой схеме.

KC_1—KC_n, уровень стабилизации которой выбирают из следующего соотношения:

$$\sum_1^n E_0 = U_{\text{тр.доп}} - \sum_1^n R_{\text{дин}} I_{\text{разр}}, \qquad (47)$$

где $U_{\text{тр.доп}}$ — максимально допустимое напряжение для данного типа транзистора;

$I_{\text{разр}}$ — ток электромагнита в момент разрыва его цепи питания.

Так как напряжение, прикладываемое к транзистору при его запирании, складывается из напряжения на зажимах обмотки электромагнита и напряжения питания $E_{\text{к}}$, то для сокращения количества стабилитронов в защитной цепи может быть применена схема, показанная на рис. 26,*б*. Подобную схему применяют при условии, что напряжение питания по крайней мере в 2 раза больше уровня стабилизации одного стабилитрона, так как при изменении схемы включения стабилитронов добавляется диод $Д_1$. Для рассматриваемой схемы

$$\sum_1^m E_0 = U_{\text{тр доп}} - \left(\sum_1^m R_{\text{дин}} I_{\text{разр}} + E_{\text{к}}\right). \qquad (48)$$

Кроме того, импульсы тока, протекающие через стабилитроны, не должны выделять на них мощность выше номинальной, а форма импульсов должна удовлетворять кривой допустимых перегрузок (рис. 11).

10. ИНДИКАТОРЫ

Простейшее индикаторное устройство, состоящее из последовательно включенных стабилитрона и вольтметра постоянного напряжения, показано на рис. 27,*а*. До тех пор, пока измеряемое напряжение $U_{изм}$ не превысит уровня стабилизации E_{01} стабилитрона $КС_1$, прибор будет без-

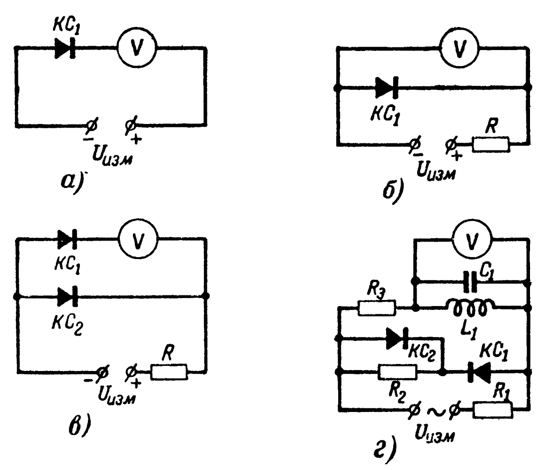


Рис. 27. Схемы „растягивания" необходимого участка измеряемого напряжения.

действовать. При превышении этого уровня к вольтметру будет приложено напряжение

$$E_U = U_{изм} - E_{01}.$$

Таким образом, оказывается возможным как бы «растягивание» определенного диапазона измеряемого напряжения. Рассмотренная схема позволяет «растягивать» конечный участок измеряемого напряжения. Для «растягивания» начального участка можно применить схему рис. 27,*б*. Однако эта схема может быть применена только для больших величин измеряемых напряжений, так как начальный участок при использовании стабилитронов типа Д808 не может быть сделан меньше 7 *в*.

Комбинация из схем на рис. 27,*а* и *б* позволяет «растягивать» любой промежуточный участок измеряемого напряжения (рис. 27,*в*). В этом случае «растягивается» участок измеряемого напряжения, заключенный между значениями напряжений стабилизации стабилитронов KC_1 и KC_2. Для нормальной работы схемы, очевидно, необходимо, чтобы $U_{к.с1} < U_{к.с2}$.

На рис. 27,*г* приведена схема, позволяющая осуществлять «растягивание» отдельного участка при измерении

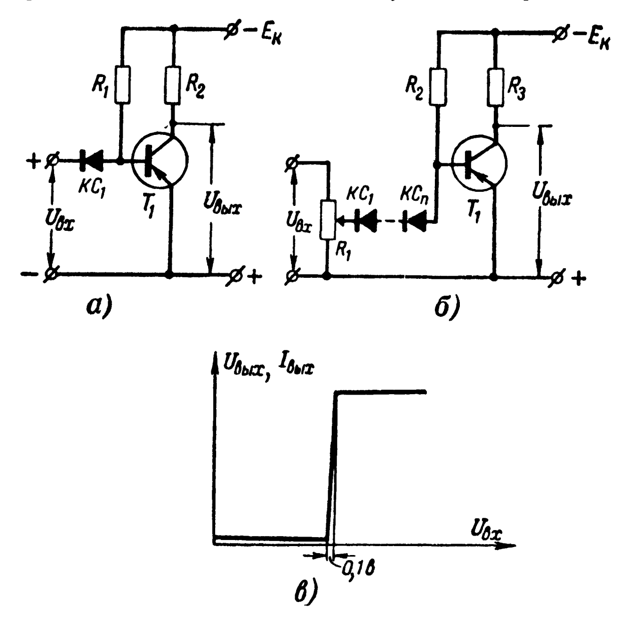


Рис. 28. Индикаторные схемы для высоковольтных датчиков.

переменного напряжения. Очевидно, что такие схемы могут с успехом использоваться в качестве параметрических стабилизаторов переменного напряжения.

Описанные схемы могут найти применение в цеховых и лабораторных измерениях и особенно в отделах технического контроля предприятий для быстрой проверки допусков. Учитывая возможность использования стабилитрона в качестве нормального элемента, эти схемы можно использовать для прецизионных измерений в точных системах автоматического регулирования.

На рис. 28, 29 и 30 приведены схемы более сложных измерительных индикаторов с использованием кремниевых стабилитронов и транзисторов. Зависимость выходного напряжения индикаторов от напряжения сигнала, справедливая для этих схем, показана на рис. 28,*в*. Наклонный участок выходной характеристики составляет обычно около 0,1 *в*, поэтому при достаточной величине входного сигнала приведенные схемы можно рассматривать как реле напряжения. Основным преимуществом таких реле является высокая стабильность точки срабатывания, определяемая стабильностью кремниевого стабилитрона.

Простейшая схема индикатора приведена на рис. 28,*а*. Схемы с обратной полярностью входного сигнала, т. е. работающие на открывание транзистора, применять не рекомендуется, так как при больших сопротивлениях нагрузки (20—100 *ком*) даже при комнатной температуре они работают ненадежно. Величина сопротивления R_1 в схеме на рис. 28,*а* определяется из следующего соотношения:

$$R_1 \leqslant 0{,}8\beta R_2, \qquad (49)$$

где β — коэффициент усиления транзистора на постоянном токе в схеме с общим эмиттером.

В этом случае транзистор T_1 полностью открыт, а напряжение на его коллекторе близко к нулю (0,05—0,08 *в*).

Надежное закрывание транзистора наступает при изменении полярности напряжения на его базе. В большинстве случаев для запирания транзистора достаточно иметь на базе нулевой потенциал относительно эмиттера, т. е. через стабилитрон KC_1 должен протекать от входного источника ток

$$I_{вх} = \frac{E_к}{R_1}. \qquad (50)$$

Так как при $U_{вх} = E_0$ ток во входной цепи еще отсутствует и транзистор находится в открытом состоянии, зона срабатывания транзистора оказывается

$$\Delta U \leqslant I_{вх}(R_{дин} + R_{вн}), \qquad (51)$$

где $R_{вн}$ — внутреннее сопротивление источника входного сигнала.

Если требуемое напряжение срабатывания индикатора больше порогового напряжения одного стабилитрона, то следует применить последовательное включение стабили-

тронов и установить на входе потенциометр для плавной подстройки (рис. 28,*б*). Применять большой коэффициент деления с целью сокращения числа стабилитронов нецелесообразно, так как это приводит либо к ненужному увеличению мощности срабатывания, либо к увеличению зоны срабатывания вследствие повышения внутреннего сопротивления источника.

Ток, потребляемый индикатором в момент закрытия транзистора, может быть сделан весьма небольшим (5—

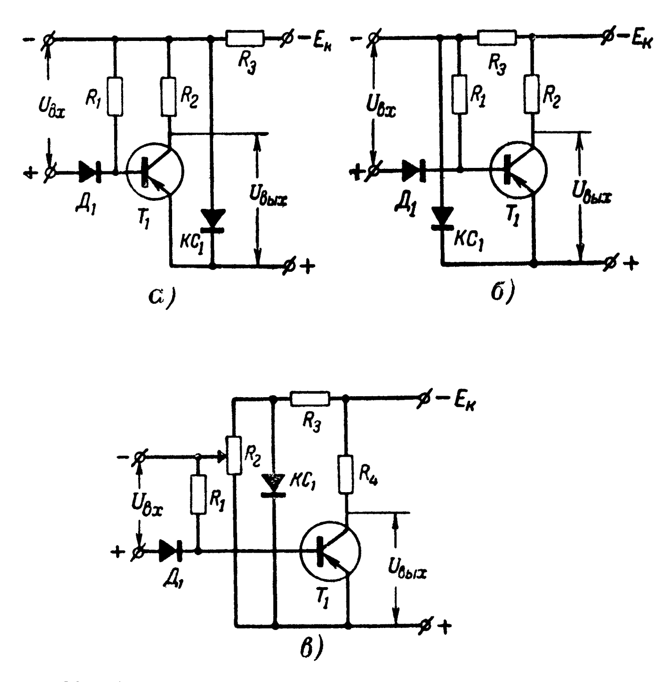


Рис. 29. Индикаторные схемы с повышенной чувствительностью для низковольтных датчиков.

10 *мка*), но при этом рабочая точка стабилитрона окажется в нестабильной части характеристики, которая у некоторых образцов, как было отмечено выше, простирается до 120 *мка*. Кроме того, напряжение срабатывания подобной схемы не может быть сделано ниже наименьшего порогового напряжения одного стабилитрона. Таким образом, индикаторные схемы, представленные на рис. 28, целесообразно применять при относительно высоковольтном и достаточно мощном датчике.

Другой принцип построения индикаторного устройства представлен на рис. 29,*а*. Здесь входное напряжение $U_{вх}$ фактически сравнивается с напряжением питания транзистора, которое стабилизировано параметрическим стабилизатором на кремниевом стабилитроне $КС_1$.

Диод $Д_1$ в такой схеме служит для того, чтобы исключить влияние внутреннего сопротивления источника входного сигнала на работу индикатора. Пока входное напряжение остается ниже величины падения напряжения на сопротивления R_1, диод $Д_1$ находится в запертом состоянии и источник входного сигнала оказывается «отключенным» от индикатора.

Эта схема позволяет реализовать большую чувствительность индикатора. Следует только предостеречь от увлечения большими значениями сопротивлений R_1 и R_2, так как при этом начнет сказываться шунтирующее действие коллекторного и эмиттерного переходов и выигрыша в чувствительности фактически не получится.

Для облегчения условий работы кремниевого стабилитрона сопротивление R_2 можно исключить из цепи нагрузки параметрического стабилизатора, подсоединив его верхний (по схеме) конец непосредственно к минусу источника питания, как показано на рис. 29,*б*. При добавлении в схему потенциометра R_2 (рис. 29,*в*) напряжение срабатывания индикатора может быть сделано ниже порогового напряжения одного кремниевого стабилитрона. Верхний предел напряжения срабатывания, очевидно, ограничен величиной напряжения источника питания $E_к$.

В некоторых случаях индикаторное устройство питается от того же самого напряжения, на изменение которого оно должно реагировать. На рис. 30,*а* приведена простейшая схема такого индикатора. Как уже было отмечено, подобная схема применима при относительно низкоомном сопротивлении нагрузки и нормальной температуре. Условием применимости схемы ориентировочно можно считать неравенство

$$\beta R_н I_{ко} \ll E_п, \qquad (52)$$

где $I_{ко}$ — обратный коллекторный ток транзистора при максимальной положительной температуре применения схемы.

На рис. 30,*б* приведена более стабильная схема индикатора, в которой запирание транзистора осуществляется специальным источником смещения. Для осуществления

плавной настройки служит потенциометр R_2. При выборе элементов этой схемы следует руководствоваться следующими соотношениями:

$$E_{см} \geqslant R_3 I_{к0} + (0,3 \div 0,5); \quad (53)$$

$$\frac{E_п + E_{см}}{R_2} \gg \frac{E_{см} R_1 \beta + E_п R_3}{R_3 R_1 \beta}. \quad (54)$$

Невыполнение последнего неравенства приводит к увеличению наклона переходной характеристики индикатора

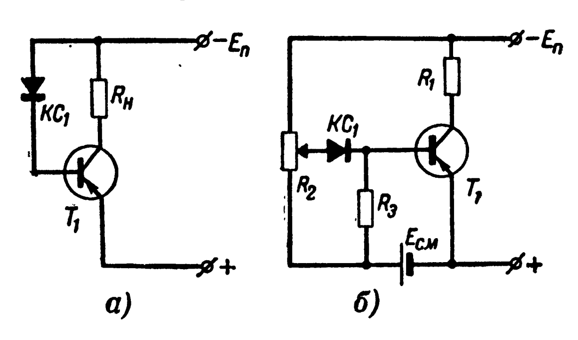


Рис. 30. Схемы индикаторов питающего напряжения.

(рис. 28,*в*), на которой в качестве выходной величины для схем на рис. 30 принят ток.

11. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Функциональные преобразователи, широко применяемые при электромоделировании, представляют собой устройства, преобразующие линейно изменяющуюся величину аргумента x в функционально зависящую от нее величину y:

$$y = f(x).$$

Работа функционального преобразователя основана на принципе линейно-кусочной аппроксимации, позволяющей представить любую функцию в виде прямолинейных отрезков, причем с увеличением числа последних точность преобразования возрастает (рис. 31,*а*).

В функциональных преобразователях на диодах (вакуумных или полупроводниковых) необходимый наклон каждого из линейных отрезков обеспечивают путем включения

в определенной последовательности цепочек, состоящих из сопротивления, диода и источника смещения.

На рис. 31,*б* дана схема функционального преобразователя на кремниевых стабилитронах, являющегося аналогом преобразователя на обычных диодах, в цепях которого

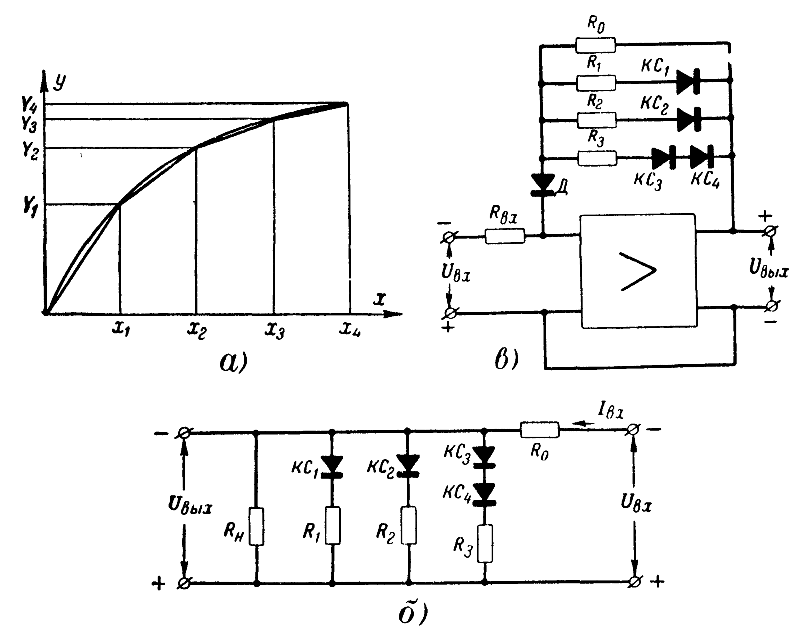


Рис. 31. Принцип линейно-кусочной аппроксимации и схемы функциональных преобразователей.

включены источники смещения. Количество параллельных ветвей определяет точность преобразования заданной функции.

Другим примером функционального преобразователя является усилитель постоянного тока с отрицательной обратной связью. Для такого усилителя коэффициент усиления определяется из соотношения

$$K=\frac{R_{св}}{R_{вх}},$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление;

$R_{св}$ — сопротивление обратной связи.

На рис. 31,*в* приведена схема функционального преобразователя, являющегося аналогом преобразователя на усилителе с отрицательной обратной связью с использованием вакуумных диодов со смещающими напряжениями.

Обладая низким и стабильным сопротивлением на ветви *АБ* (рис. 4,*в*) вольт-амперной характеристики и не требуя дополнительных источников смещения, кремниевые стабилитроны могут быть широко использованы и в других, более сложных схемах функциональных преобразователей.

12. ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ В УСИЛИТЕЛЬНОМ КАСКАДЕ

Кремниевые стабилитроны могут быть широко использованы в качестве вспомогательных элементов в цепях усиления.

На рис. 32,*а* изображена схема, рассмотренная в § 8. При подаче на вход этой схемы пульсирующего напряжения с большой постоянной составляющей (рис. 32,*б*) на ее

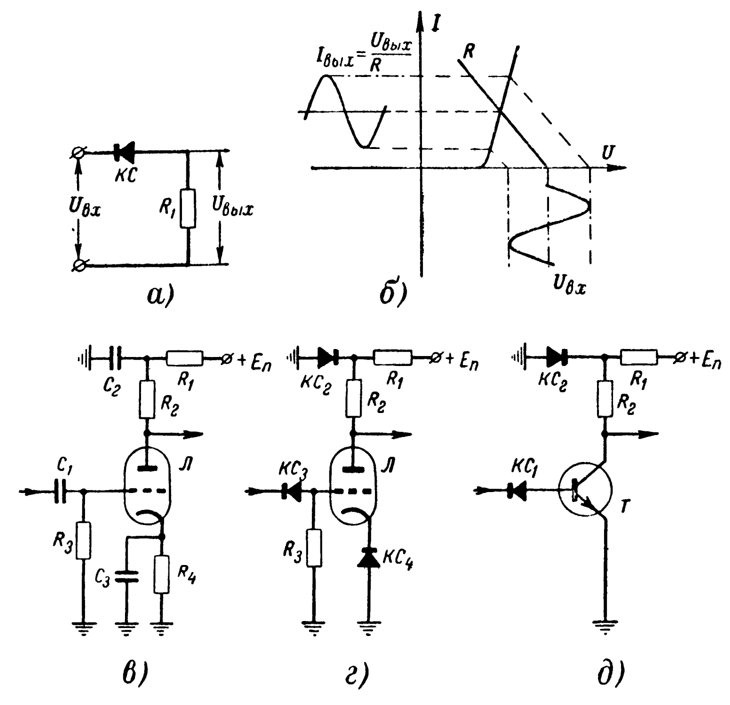


Рис. 32. Кремниевый стабилитрон в качестве переходной емкости и цепи развязки в усилительном каскаде.

выходе получим уменьшенную постоянную составляющую, в то время как переменная составляющая останется почти без изменений. Как явствует из схемы и графического построения на рис. 32, коэффициент передачи постоянного напряжения цепочки, состоящей из последовательно включенных стабилитрона и сопротивления

$$K_{=}=\frac{R_1}{R_1+R_{ст}},$$

а коэффициент передачи переменного напряжения

$$K_{\sim}=\frac{R_1}{R_1+R_{дин}}.$$

При $R_{ст}\gg R_{дин}$ мы, очевидно, получим $K_{\sim}\gg K_{=}$. Для уменьшения величины коэффициента передачи по постоянному напряжению необходимо выполнить условие $R_{ст}\gg R_1$ а для увеличения коэффициента передачи по переменному напряжению необходимо выполнить условие $R_{дин}\ll R_1$. Отсюда следуют практические требования, которым должна удовлетворять цепочка при передаче переменной составляющей:

$$R_{ст}\gg R_1\gg R_{дин}. \tag{55}$$

Условие это довольно легко осуществить на практике, однако необходимо помнить, что при усилении левой части неравенства (55) приходится уменьшать абсолютную величину переменной составляющей. Это объясняется тем, что качество кремниевых стабилитронов Q увеличивается с уменьшением $I_{к.\,с}$ (рис. 9) и, следовательно, усиления указанного неравенства можно достигнуть только за счет уменьшения протекающего через стабилитрон тока.

Постоянную составляющую напряжения на сопротивлении R_1 всегда можно в случае необходимости скомпенсировать, поэтому в дальнейшем учитывать ее мы не будем.

Принятое условие позволяет рассматривать кремниевый стабилитрон как некоторую емкость, оказывающую сопротивление переменному току, величина которого не зависит от частоты. Значение этой кажущейся емкости определится из следующего равенства:

$$R_{дин}=\frac{1}{2\pi f C_{каж}},$$

откуда

$$C_{каж}=\frac{1}{2\pi f R_{дин}}. \tag{56}$$

Для примера укажем, что кремниевый стабилитрон типа Д808 на частоте 50 *гц* при токе смещения 0,1 *ма* имеет кажущуюся емкость порядка 200 *мкф* и при токе смещения 1 *ма* — порядка 400 *мкф*.

На рис. 32,*в* показана схема лампового усилительного каскада с цепями развязки, смещения и связи. Цепочка связи C_1R_3 может быть заменена цепочкой с кремниевым стабилитроном. Отрицательное смещение на сетке при этом необходимо увеличить, чтобы компенсировать положительное смещение, которое возникает за счет отличного от нуля коэффициента передачи по постоянному току. Частотная характеристика такого каскада не имеет завала на низких частотах и, что еще более важно, фазовых искажений. Таким образом, мы получим усилительный каскад постоянного тока.

Если нет потребности в частотно-зависимой обратной связи, то цепочку автоматического смещения R_4C_3 можно заменить стабилитроном. Аналогично можно поступить и с развязывающим конденсатором C_2 в цепи развязки. То и другое наряду с высококачественной фильтрацией низких частот стабилизирует режимы усилительного каскада и несколько уменьшает объем, занимаемый вспомогательными цепями каскада. Схема лампового усилительного каскада с применением кремниевых стабилитронов приведена на рис. 32,*г*.

Схема транзисторного усилительного каскада с применением кремниевых стабилитронов показана на рис. 32,*д*. Для большего удобства рассмотрения схемы транзистор T_1 взят типа *n-p-n*.

Применение стабилитронов во вспомогательных цепях транзисторного каскада оказывается особенно желательным по следующим причинам.

В отличие от электронной лампы транзистор обладает правой характеристикой и, следовательно, можно подобрать режим переходной цепочки так, что постоянная составляющая, появляющаяся на выходе переходной цепочки, будет равна необходимому рабочему смещению транзистора.

Входное сопротивление транзистора является нелинейным сопротивлением вида R_I, т. е. его динамическое сопротивление больше статического. Это облегчает условия согласования каскадов, так как двустороннее неравенство (55) распадается на два односторонних:

$$\left.\begin{aligned} R_{\text{к.с ст}} &\geqslant R_{\text{тр ст}}, \\ R_{\text{к.с дин}} &\leqslant R_{\text{тр.дин}}, \end{aligned}\right\}, \qquad (57)$$

где $R_{к.с\ ст}$ — статическое сопротивление кремниевого стабилитрона;

$R_{к.с\ дин}$ — динамическое сопротивление кремниевого стабилитрона;

$R_{тр.ст}$ — статическое сопротивление эмиттерного перехода транзистора;

$R_{тр.дин}$ — динамическое сопротивление эмиттерного перехода транзистора.

Электролитические конденсаторы, применяемые для связи между транзисторными каскадами, являются весьма ненадежными элементами, особенно при изменениях температуры. С этой точки зрения их замена также желательна.

Кремниевый стабилитрон в переходной цепочке одновременно служит термокомпенсирующим элементом транзисторного каскада. Действительно, при увеличении температуры транзистор получает за счет увеличения тока $I_{к0}$ дополнительное положительное (для типа *n-p-n*) смещение, а увеличивающееся напряжение стабилизации кремниевого стабилитрона уменьшает это смещение.

Следует также иметь в виду, что величины питающих напряжений в транзисторных усилителях оказываются одного порядка с оптимальными значениями порогового напряжения кремниевых стабилитронов.

Широкое развитие в транзисторной технике получили усилители для усиления импульсов, модулированных по длительности. Для надежной работы таких усилителей необходимо на базу транзистора подавать знакопеременные импульсы. Разделение каскадов конденсатором здесь неприменимо из-за выпрямительных свойств эмиттерного перехода. За время открытого состояния транзистора переходной конденсатор будет интенсивно заряжаться, а в периоды закрытого состояния разряд этого конденсатора будет осуществляться только за счет обратного коллекторного тока транзистора. Очевидно, что через несколько периодов переходной конденсатор зарядится до напряжения открывающего сигнала, и связь между каскадами нарушится.

Наличие разрядного сопротивления, включенного параллельно переходному конденсатору, позволяет решить задачу только при постоянной скважности поступающих импульсов. При работе транзистора в режиме переменной скважности этот прием мало эффективен. Кроме того, при усилении одиночных скачков напряжения (см. § 10) обязательно наличие гальванической связи между каскадами.

На рис. 33,*а* приведена схема, в которой запирающее напряжение получается за счет включения кремниевого стабилитрона в цепь эмиттера в прямом направлении.

Однако в достаточно мощных каскадах нежелательно иметь источник смещения в силовой цепи. В этом случае следует применять схему, показанную на рис. 33,*б*. Открывание транзистора T_1 здесь обеспечивается током через

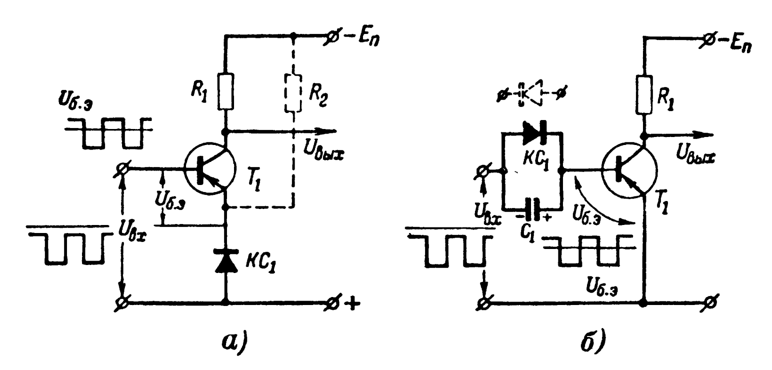


Рис. 33. Схемы каскадов импульсного усилителя с кремниевым стабилитроном.

стабилитрон KC_1 и во времени не ограничено. Конденсатор C_1 заряжен до напряжения, существующего на стабилитроне. При пропадании открывающего напряжения транзистор запирается напряжением конденсатора C_1.

Стабилитрон, включенный по способу, показанному на рис. 33,*а*, может быть применен, например, вместо батареи смещения в схеме индикатора, приведенной на рис. 30,*б*.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ПРИМЕНЕНИЕ КРЕМНИЕВЫХ СТАБИЛИТРОНОВ В ИМПУЛЬСНЫХ ЦЕПЯХ

13. ОГРАНИЧИТЕЛИ

Кремниевые стабилитроны могут быть с успехом использованы для создания схем ограничителей в формирующих устройствах.

Основными требованиями, предъявляемыми к диоду ограничителя, являются высокое обратное сопротивление

диода $R_{обр}$ и малое прямое сопротивление $R_{пр}$. Для нормальной работы ограничителя необходимо также выполнение неравенства $R \gg R_{пр}$, где R — сопротивление в цепи диода ограничителя.

Для источников смещения, применяемых в схемах ограничителей по уровню, основными требованиями являются стабильность величины напряжения источника смещения во времени и низкое внутреннее сопротивление.

Практически перечисленные выше требования трудно выполнимы. Например, сопротивление диода в прямом направлении для плоскостных германиевых диодов составляет 15—25 *ом*, для точечных 75—150 *ом*, для вакуумных диодов 100—500 *ом*. Для улучшения работы ограничителя можно было бы увеличить сопротивление R в цепи его диода, но это приводит к увеличению длительности заряда и разряда паразитных емкостей схемы. Наличие же в ограничителе дополнительных источников питания приводит не только к увеличению габаритов и веса аппаратуры, но и снижает надежность ее работы.

В качестве нелинейного элемента в ограничителе можно применить кремниевый стабилитрон. Однако характеристика стабилитрона отличается от характеристики обычного диода тем, что имеет два резких перегиба — в отрицательной и положительной областях характеристики. Поэтому ограничители на кремниевых стабилитронах могут быть использованы только для ограничения однополярных сигналов (в случае одного или нескольких последовательно включенных кремниевых стабилитронов). Для ограничения знакопеременных сигналов необходимо прибегать к встречному включению стабилитронов.

Для того чтобы при работе ограничителя не наблюдался эффект проводимости в двух областях характеристики (в положительной и отрицательной), последовательно с кремниевым стабилитроном может быть включен обычный полупроводниковый точечный или плоскостной диод. Однако в этом случае характеристики ограничителя неизбежно ухудшаются.

Ограничители на кремниевых стабилитронах могут быть как параллельного, так и последовательного типа. Однако, если первые являются аналогом параллельного ограничителя по уровню на обычном диоде, то последовательные ограничители на кремниевых стабилитронах имеют характеристику, обратную характеристике такого же ограничителя по уровню на обычном диоде, в связи с тем, что

диод и источник смещения в кремниевом стабилитроне представляют собой одно неразрывное целое.

На рис. 34 приведены схемы элементарных ячеек ограничителей на кремниевых стабилитронах. Подобные ограничители обладают высокими качествами, так как сопро-

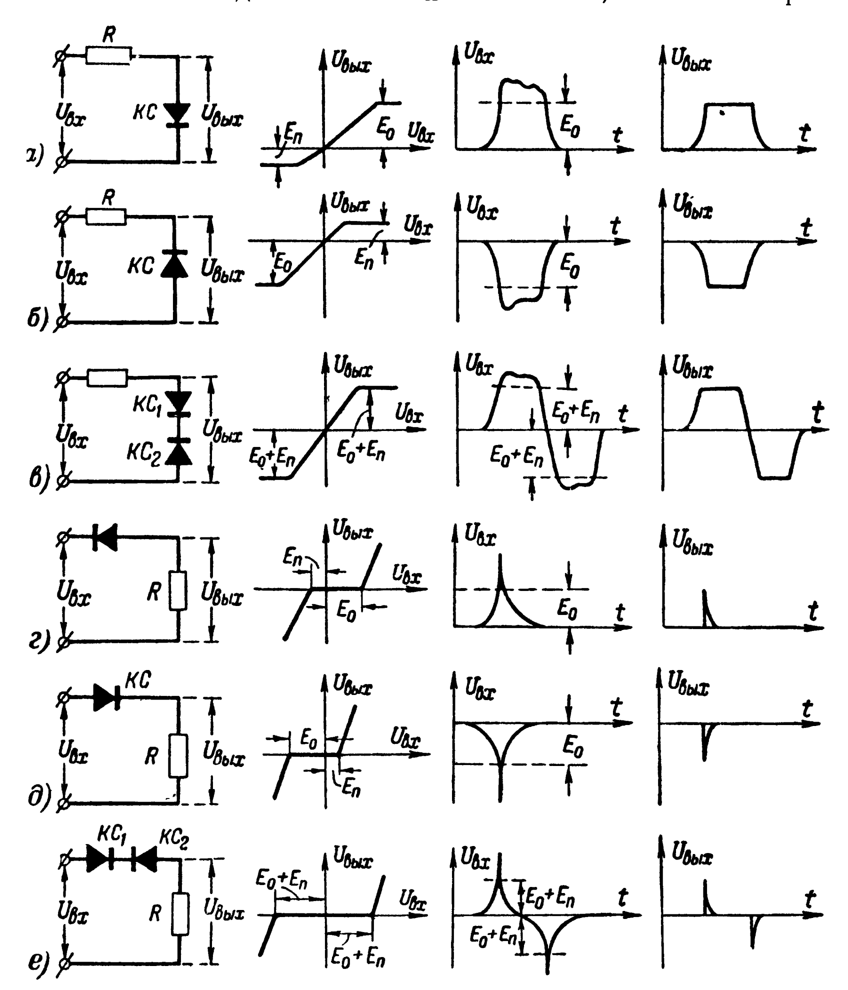


Рис. 34. Ограничители на кремниевых стабилитронах.

а — параллельный ограничитель для сигналов положительной полярности; *б* — параллельный ограничитель для сигналов отрицательной полярности; *в* — параллельный двусторонний ограничитель; *г* — последовательный ограничитель для сигналов положительной полярности; *д* — последовательный ограничитель для сигналов отрицательной полярности, *е* — последовательный двусторонний ограничитель.

тивление кремниевого стабилитрона на участке характеристики *ОА* (рис. 4,*в*) для всех типов стабилитронов более 10 *Мом*, на участке *ВГ* оно порядка 5—10 *ом*, а на участке *АБ* — не более 2—3 *ом*.

Сопротивление *R* в схеме ограничителя выбирается обычно порядка 75—100 *ом*. Поэтому источник входного сигнала должен иметь низкоомный выход.

К числу недостатков ограничителей на кремниевых стабилитронах следует прежде всего отнести невозмож-

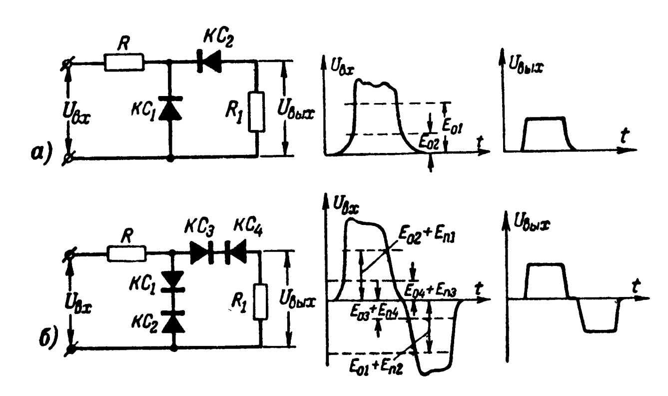


Рис. 35. Сложные ограничители на кремниевых стабилитронах.

а — ограничитель, позволяющий срезать вершину и основание входного сигнала; *б* — ограничитель, позволяющий выделить среднюю часть знакопеременного сигнала, подаваемого на вход

ность плавной регулировки уровня ограничения. Чтобы можно было осуществить плавную регулировку, требуется ввести в схему ограничителя регулируемый источник смещения.

На рис. 35—37 приведены некоторые практические схемы сложных ограничителей на стабилитронах. Схемы на рис. 35 представляют собой комбинации из двух элементарных ограничителей. Они осуществляют ограничение входного однополярного или знакопеременного сигнала по максимуму и по минимуму одновременно.

В некоторых случаях, если источник сигнала позволяет получить нагрузочный ток порядка 15—20 *ма*, возможно построение схемы ограничителя без балластного сопротивления *R*, с использованием вместо него внутреннего сопротивления R_i источника сигнала. Необходимо помнить, однако, что при работе от источника сигнала с малым внут-

ренним сопротивлением возможна перегрузка стабилитрона по току. В этом случае балластное сопротивление в схеме необходимо.

На рис. 36 приведена схема ограничителя, позволяющая получить амплитуду ограниченных знакопеременных сигналов до 100 *в*. Уровень ограничения можно регулировать

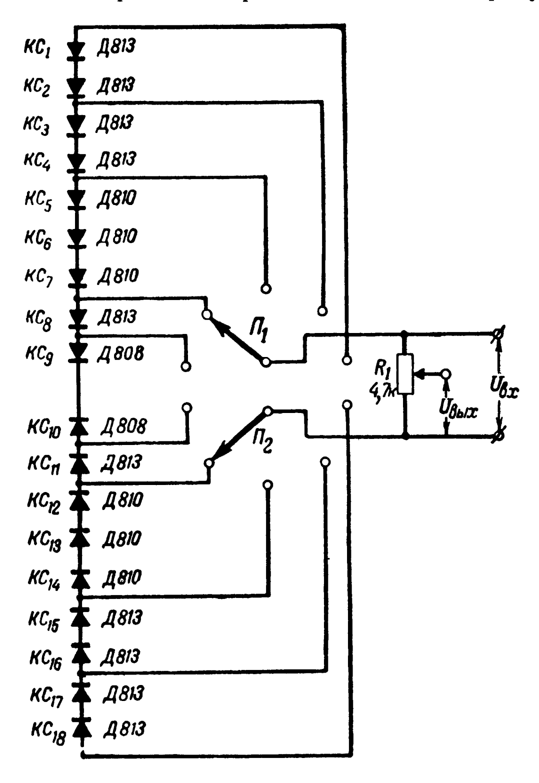


Рис. 36. Схема двустороннего высоковольтного ограничителя на кремниевых стабилитронах с амплитудой ограниченного знакопеременного сигнала до 100 *в*.

скачками при помощи переключателей $П_1$ и $П_2$, а амплитуду выходных импульсов можно плавно изменять при помощи потенциометра R_1.

Схема, приведенная на рис. 37, представляет собой высококачественный ограничитель, предназначенный для работы на избирательный усилитель. В диапазоне частот

200—1 000 *гц* при изменении амплитуды входного синусоидального сигнала от 0,3 до 3 *в* на выходе ограничителя получаются практически прямоугольные импульсы с постоянной амплитудой.

Схемы ограничителей, приведенные на рис. 34, могут быть использованы в устройствах автоматики и счетной

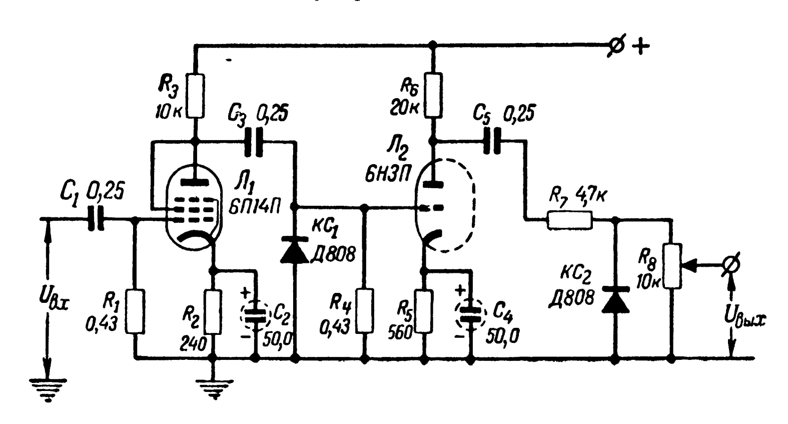


Рис. 37. Схема блока формирования импульсов на электронных лампах с использованием кремниевого стабилитрона в качестве основного формирующего элемента.

техники для подавления ложных импульсов, сигналов помехи и т. п.

Одним из примеров является применение ограничителя на кремниевом стабилитроне в феррит-транзисторной ячейке (рис. 38). Для надежной работы сдвигающего ре-

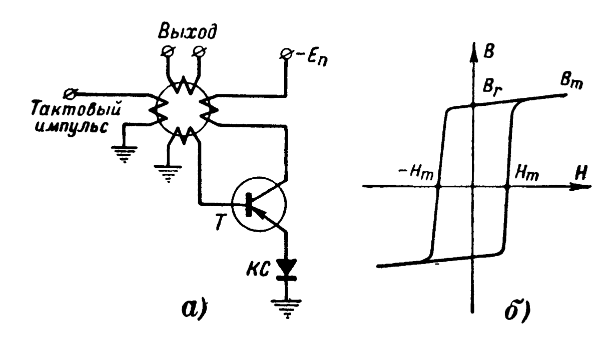


Рис. 38. Феррит-транзисторная ячейка с кремниевым стабилитроном для ограничения уровня помех.

гистра на подобных ячейках необходим тщательный отбор тороидальных сердечников по коэффициенту прямоугольности. Действительно, если коэффициент прямоугольности примененного материала ниже 0,85—0,82, то возникает значительная помеха в момент действия продвигающих (тактовых) импульсов за счет изменения индукции в сердечнике от величины B_r до B_m (рис. 38,*б*). При определенных условиях помеха продвигается тактовыми импульсами по линии и усиливается, что приводит в конце концов к появлению ложной информации.

Схема феррит-транзисторной ячейки, свободной от указанного недостатка, показана на рис. 38,*а*. Кремниевый стабилитрон *КС* разрывает цепь регенерации до тех пор, пока напряжение на базовой обмотке не достигнет величины порогового напряжения E_0 стабилитрона. Только после этого цепь регенерации восстанавливается, и транзистор *Т*, открываясь, перемагничивает ферритовый тор. Таким образом, помеха с напряжением ниже E_0 не вызывает реакции феррит-транзисторной ячейки и не будет передана дальше по линии.

Включение стабилитрона в эмиттерную цепь транзистора обеспечивает также положительное запирающее смещение на базу при напряжении на обмотке обратной связи меньше, чем E_0. Наличие положительного смещения на базе транзистора позволяет применять указанные ячейки вплоть до температуры +85° С.

14. ИМПУЛЬСНЫЙ ДЕТЕКТОР

В практике импульсных измерений часто приходится выделять из знакопеременных сигналов импульсы одной полярности. Для этих целей обычно используется детектор на вакуумных или полупроводниковых диодах.

Однако такие детекторы вносят существенные погрешности при измерении слабых сигналов. Это вызвано тем, что характеристики указанных диодов существенно отличаются от характеристик идеального диода: вакуумный диод начинает проводить ток еще при отрицательном напряжении на аноде, а полупроводниковый германиевый диод не проводит тока даже при малых напряжениях, приложенных в направлении пропускания. Те и другие диоды имеют довольно высокое сопротивление в прямом направлении.

В качестве нелинейного элемента в импульсном детекторе с успехом может быть применен кремниевый стабили-

трон (рис. 39), рабочая точка которого сдвинута с помощью внешнего смещения в точку A характеристики стабилитрона (рис. 4,*в*). В зависимости от положения кремниевого стабилитрона в схеме детектора, на сопротивлении R_2 могут быть выделены импульсы как положительной, так и отрицательной полярности.

Установка рабочей точки осуществляется при помощи потенциометра R_1. Индуктивность L предотвращает возможность шунтирования цепочки KCR_2 цепью смещения.

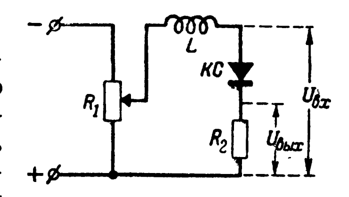


Рис. 39. Схема импульсного детектора на кремниевом стабилитроне.

При работе с таким детектором необходимо помнить, что амплитуда импульсов положительной полярности должна быть меньше величины E_0, иначе рабочая точка стабилитрона будет попадать на положительную ветвь характеристики, что приведет к значительным погрешностям измерений.

Так как рабочая точка кремниевого стабилитрона сдвинута в точку A вольт-амперной характеристики, то эквивалентная емкость перехода стабилитрона в обратном направлении уже заряжена от источника смещения и на работу детектора при амплитудах сигнала, равных 0,5—0,6 E_0, практического влияния не оказывает. Это позволяет применять описанный выше импульсный детектор для детектирования импульсов длительностью до 0,1 *мксек*.

15. ФОРМИРУЮЩИЕ ЦЕПОЧКИ

В импульсной технике часто встречается задача формирования импульсов меньшей длительности из входного импульса большей длительности. Обычно задача решается одним из двух способов: 1) дифференцированием импульсов и 2) выделением из входных импульсов высших гармонических составляющих, дальнейшим их усилением и формированием из них импульсов необходимой длительности.

Для осуществления первого способа применяют дифференцирующую цепочку. Основным недостатком этого способа является то, что при дифференцировании, например, прямоугольных импульсов мы можем получить только остроконечные импульсы с пологим задним фронтом, длительность которого определяется постоянной времени цепочки RC. К недостаткам его относится также отсутствие

возможности плавной регулировки длительности выходных импульсов.

Второй способ требует применения значительного количества электронного оборудования и также не позволяет осуществлять плавную регулировку длительности импульса.

Для формирования импульсов по длительности можно использовать эффект резкого изменения сопротивления формирующей цепи (или ее постоянной времени), происхо-

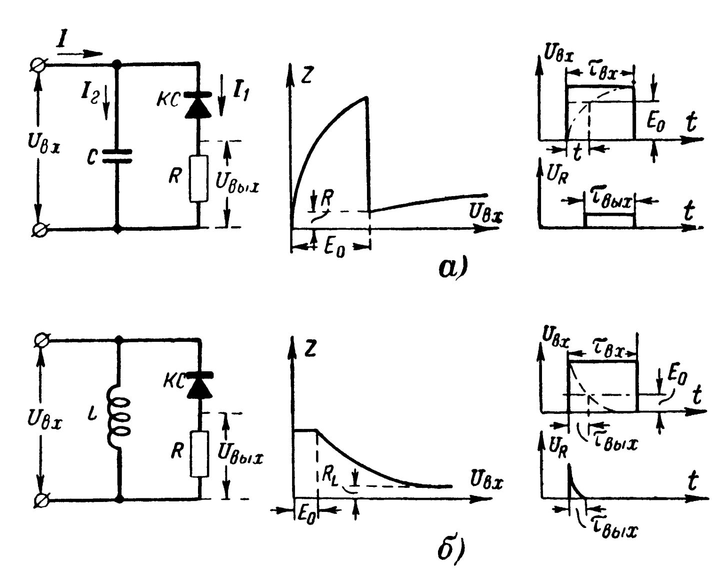


Рис. 40. Формирующие цепочки на кремниевых стабилитронах, их приближенные характеристики $Z = f(U_{вх})$ и временные диаграммы работы.
а — для формирующей цепочки с емкостью; *б* — для формирующей цепочки с индуктивностью.

дящего в момент достижения амплитудой входного сигнала определенной величины. Этот эффект поясняется на рис. 40. Здесь на графике даны приближенные характеристики зависимости входного сопротивления формирующей цепочки от величины напряжения на входе цепи, т. е. $Z=f(U_{вх})$.

В схеме на рис. 40,*а* цепь состоит из емкости и высококачественного ограничителя на кремниевом стабилитроне и имеет в начальный момент чисто емкостный характер. Рассмотрим процессы, происходящие в схеме при подаче на ее вход скачка напряжения. В начальный момент времени сигнал на сопротивлении *R* отсутствует, так как

ёмкость не заряжена и ее сопротивление практически равно нулю. По мере заряда конденсатора C напряжение на его обкладках растет. Когда оно достигает величины E_0, наступает пробой кремниевого стабилитрона, в связи с чем на сопротивлении R появляется резкий скачок напряжения.

Отличие работы цепочки формирования с индуктивностью L (рис. 40,*б*) от цепочки с емкостью заключается в том, что в момент появления скачка напряжения на входе формирующей цепочки реактивное сопротивление индуктивности велико, и сразу же наступает пробой кремниевого стабилитрона, в связи с чем в этот же момент на сопротивлении R появляется скачок напряжения. В дальнейшем реактивное сопротивление индуктивности уменьшается, и в момент, когда величина падения напряжения на индуктивности станет равной E_0, ток через сопротивление R прекращается, и напряжение на нем становится равным нулю.

Анализ показывает, что длительность выходного импульса для схемы на рис. 40,*а*

$$\tau_{\text{вых}} = \tau_{\text{вх}} - \ln\frac{U}{U - E_0} R_{\text{г}} C, \qquad (58)$$

где $\tau_{\text{вх}}$ — длительность входного импульса;

$R_{\text{г}}$ — внутреннее сопротивление генератора входных импульсов;

U — амплитуда входного импульса;

C — емкость в схеме на рис. 40,*а*.

Для схемы на рис. 40,*б*

$$\tau_{\text{вых}} = \frac{L}{R_{\text{г}}} \ln\frac{U}{E_0}, \qquad (59)$$

где L — индуктивность в рассматриваемой схеме.

Из формул (58) и (59) видно, что подобные формирующие цепочки позволяют осуществлять плавную регулировку длительности импульса в диапазоне от нуля до $\tau_{\text{вх}}$. Для этого в схеме необходимо иметь или переменную емкость (индуктивность), или переменное сопротивление для регулировки амплитуды входного импульса, или же переменное сопротивление и источник смещения для изменения уровня ограничения кремниевого стабилитрона.

Описанные цепочки, а также их комбинации могут быть широко использованы в импульсной технике. Плавная регулировка длительности импульса может быть особенно

удобна в генераторах импульсов, в связи с чем отпадает необходимость в использовании сложных *LC* систем для получения импульсов различной длительности.

Емкостную формирующую цепочку можно применить для создания линий задержки в случае, если последующие элементы должны срабатывать только от переднего фронта импульса, а длительность импульса практического значения не имеет. Величина задержки для таких цепочек выбирается обычно в пределах 0,8—0,9 длительности входного импульса. Необходимо отметить, что для нормальной работы подобных формирующих цепочек генератор импульсов должен иметь низкое выходное сопротивление.

К недостаткам цепочек следует отнести выброс напряжения на сопротивлении, возникающий при подаче импульса на вход цепочки и обусловленный процессом заряда эквивалентной емкости перехода кремниевого стабилитрона на участке *0А* вольт-амперной характеристики (рис. 4,*в*). Этот импульс обычно составляет 0,1—0,2 амплитуды полезного сигнала и зависит от режима работы формирующей цепочки.

ГЛАВА ПЯТАЯ

КРЕМНИЕВЫЕ СТАБИЛИТРОНЫ В ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ СХЕМАХ

16. СИММЕТРИЧНЫЙ МУЛЬТИВИБРАТОР

Широкое применение как в импульсной технике, так и в радиоэлектронике получили симметричные мультивибраторы. От мультивибратора требуется высокое постоянство длительности генерируемых импульсов. Наиболее нестабильной частью периода транзисторного мультивибратора (рис. 41) является задний фронт импульса, продолжительность которого определяется временем подзаряда емкости $C_б$ и выходной емкости транзистора. Эти емкости заряжаются через сопротивления $R_к$ и сопротивление перехода база — эмиттер. Понятно, что при изменениях параметров цепи будут соответственно изменяться постоянная времени цепи заряда и длительность генерируемых импульсов.

С целью стабилизации длительности генерируемого импульса полезно включить в схему кремниевые стабили-

троны, как это показано на рис. 41,*а*. В этом случае стабилитроны можно рассматривать как ограничители по максимуму, подключенные параллельно транзисторам. Ограничители срезают нижнюю пологую часть заднего фронта кол-

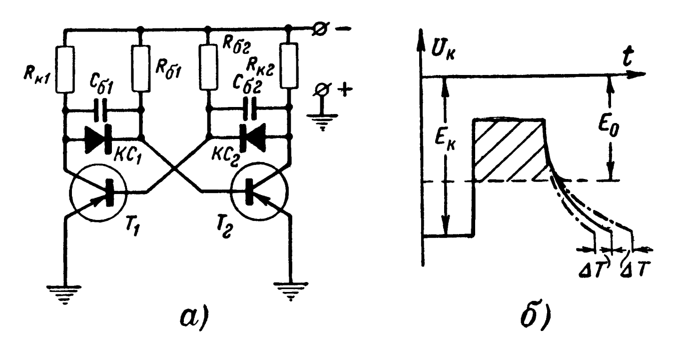


Рис. 41. Симметричный мультивибратор, стабилизированный кремниевыми стабилитронами.

а — принципиальная схема; *б* — коллекторный импульс, снимаемый с коллектора транзистора стабилизированного мультивибратора, заштрихован.

лекторного импульса, что стабилизирует длительность и амплитуду генерируемых импульсов.

17. ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ТРИГГЕРЫ

Частотные свойства потенциальных триггеров, собранных на транзисторах, во многом зависят от режима работы последних. Так, если длительность переднего фронта коллекторного импульса в триггере (переход из закрытого состояния в открытое) определяется в основном усилительными свойствами транзистора, то длительность заднего фронта определяется временем рассасывания неосновных носителей заряда в области базы и зависит как от физических свойств транзистора, так и от режима его работы в триггере.

Современные транзисторы обеспечивают возможность получения длительности переднего фронта коллекторного импульса в 0,2—0,3 *мксек*. Однако время рассасывания неосновных носителей заряда в базе остается сравнительно большим, что не позволяет получить длительность заднего фронта коллекторного импульса насыщенного триггера меньше 0,5—0,6 *мксек* для лучших образцов транзисторов в триггерах с *RC* цепочками связи.

Для улучшения частотных свойств потенциальных триггеров необходимо предпринимать специальные меры, не позволяющие транзистору триггера входить в режим глубокого насыщения или ускоряющие процесс рассасывания неосновных носителей заряда в области базы.

Наиболее распространенным способом является ограничение тока базы открытого транзистора с помощью точечных диодов, однако этот способ связан с увеличением количества деталей в триггере.

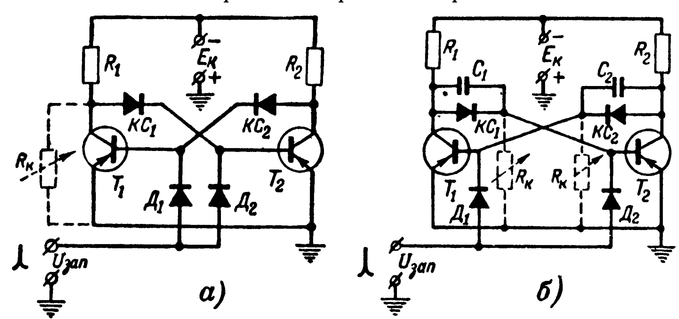


Рис. 42. Схемы потенциальных триггеров с непосредственной связью между транзисторами, осуществленной при помощи кремниевых стабилитронов.

а — триггер на транзисторах типа П403; *б* — триггер на транзисторах типа П14.

На рис. 42 приведены схемы потенциального триггера, связь между транзисторами в котором осуществлена при помощи кремниевых стабилитронов. В данном случае кремниевый стабилитрон используется для ограничения амплитуды импульса на базе до величины

$$U_б = U_к - E_0, \tag{60}$$

где $U_к$ — амплитуда коллекторного импульса.

При правильном выборе напряжения питания $E_к$ оказывается возможной работа транзисторов в режиме, близком к ненасыщенному. На работу в этом режиме указывает сравнительно высокое напряжение на коллекторе открытого транзистора (0,8—1 *в*), в то время как при работе в режиме насыщения величина этого напряжения значительно ниже.

Следует иметь в виду, что ненасыщенный транзистор

в схеме триггера отличается критичностью к нагрузке, в связи с чем работа такого триггера без эмиттерного повторителя недопустима.

В случае необходимости (например, при резком разбросе параметров кремниевых стабилитронов и транзисторов) в схему вводится компенсирующее сопротивление $R_к$, способ включения которого показан пунктиром на рис. 42,*а*. Цепочку, состоящую из сопротивления нагрузки в цепи коллектора и кремниевого стабилитрона, можно рассматривать как элементарный стабилизатор напряжения: при напряжении источника питания больше величины E_0 напряжение на коллекторе закрытого транзистора оказывается примерно равным E_0 и от величины напряжения источника питания практически не зависит, в то время как изменение величины выходного напряжения в триггерах с RC цепочками связи является их существенным недостатком и требует применения специальных ограничителей.

Для нормальной работы триггеров такого типа на сплавных плоскостных транзисторах параллельно кремниевому стабилитрону необходимо включать форсирующую емкость. Величина ее обычно лежит в пределах 300—600 *пф*. Корректирующие сопротивления в схемах таких триггеров подключают к зажимам базы и эмиттера транзистора. Эти сопротивления позволяют добиться идентичности формы импульсов, снимаемых с коллекторных нагрузок транзисторов триггера. Триггеры такого типа на транзисторах П14 и П15 устойчиво работают на частотах до 450—600 *кгц*.

К недостаткам триггеров с непосредственной связью, осуществленной на кремниевых стабилитронах, следует отнести их критичность к изменению величины напряжения источника питания.

Необходимо отметить, что в некоторых случаях коллекторные импульсы триггера имеют резко выраженную асимметрию, которую не удается скомпенсировать при помощи включения корректирующего сопротивления. В этом случае обычно оказывается, что кремниевые стабилитроны значительно различаются по величине эквивалентной емкости перехода в точке *0* вольт-амперной характеристики стабилитрона (рис. 4,*в*). В связи с этим форсирующие емкости должны быть подобраны экспериментально, исходя из условия

$$C_{к.с1} + C_1 \cong C_{к.с2} + C_2, \qquad (61)$$

где C_1 и C_2 — форсирующие емкости;

$C_{к.с1}$ и $C_{к.с2}$ — эквивалентные емкости переходов кремниевых стабилитронов.

Стабилизацию рабочей точки транзистора в схеме триггера можно осуществить другим способом, включая кремниевые стабилитроны параллельно базовым или коллекторным цепям транзисторов (рис. 43).

На рис. 43,*а* кремниевый стабилитрон $КС_1$ и сопротивление R_2 включены параллельно коллекторной цепи тран-

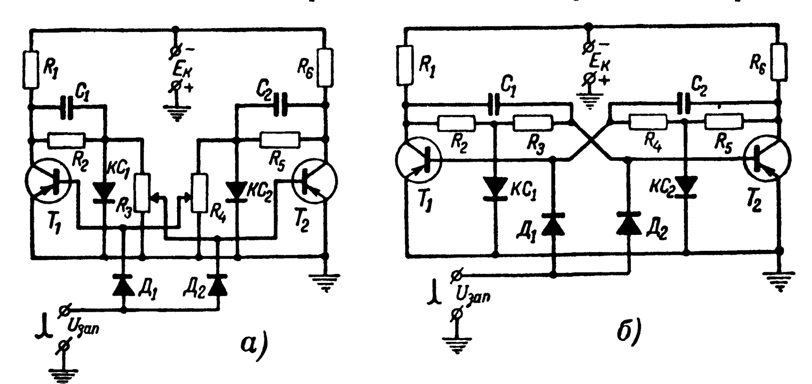


Рис. 43. Схемы потенциальных триггеров со стабилизированными цепями баз транзисторов.

а — стабилизация по напряжению; *б* — стабилизация по току.

зистора T_1. Сопротивление R_2 ограничивает ток стабилитрона. Параллельно стабилитрону включен потенциометр, позволяющий подать на базу транзистора T_2 часть амплитуды ограниченного коллекторного импульса. Изменяя положение движка потенциометра, можно установить необходимый режим работы транзистора по цепи базы.

Такой триггер отличается повышенной стабильностью в работе при изменении величины питающего напряжения, простотой настройки и регулировки, что позволяет применять в нем транзисторы с большим разбросом по β и кремниевые стабилитроны — по величине E_0.

Представляет интерес схема триггера, в которой положительная обратная связь осуществлена не только по постоянному, но и по переменному току за счет включения трансформатора обратной связи (рис. 44). В этой схеме изменение тока базы при подаче запускающего импульса вызывает изменение тока коллектора, которое в свою оче-

редь еще более увеличивает изменение тока базы. Происходит лавинообразный процесс переброса триггера из одного состояния в другое. Индуктивность коллекторной обмотки трансформатора связи играет роль корректирующей индуктивности, в связи с чем для высокой частоты сопротивление нагрузки по переменному току оказывается во много раз больше сопротивления нагрузки по постоянному току.

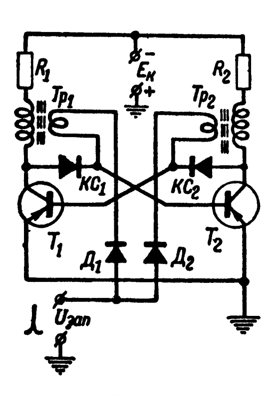


Рис. 44. Схема потенциального триггера с положительной обратной связью по переменному току.

К достоинствам этого триггера относится также меньшая критичность к длительности запускающих импульсов. Все это позволяет существенно увеличить диапазон рабочих частот. Так, например, триггер с эмиттерным повторителем на диффузионных транзисторах П403 при использовании трансформаторов связи из оксифера 600 с диаметром кольца 10 *мм*, коллекторной обмоткой из 50 витков и базовой из 20 витков провода ПЭЛШО 0,12 надежно работал в диапазоне частот до 2 *Мгц*. Предельная же частота устойчивой работы для таких триггеров лежит в пределах 3—3,5 *Мгц*.

18. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ БЕСКОНТАКТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В системах автоматики и телемеханики для усиления сигналов датчиков постоянного тока широко применяются усилители постоянного тока. Существенным недостатком таких усилителей является дрейф нуля, т. е. уход рабочей точки усилителя от начального положения в процессе его эксплуатации. Дрейф нуля приводит к ошибкам в измерениях и требует постоянного контроля за режимом работы усилителя.

Применение усилителей переменного тока требует использования преобразующих входных устройств, например, вибропреобразователей. Однако вибропреобразователи недолговечны, имеют низкую частоту преобразования и сравнительно большой вес, критичны к механическим и электрическим перегрузкам и неэкономичны. Кроме того, наличие на контактах пленки окислов, а также незначительное и непостоянное давление на рабочие контакты не по-

зволяет применять вибропреобразователи для пропорционального преобразования сравнительно низких выходных сигналов (порядка 40—50 *мв*). Поэтому желательна замена механического вибропреобразователя электронным.

На рис. 45,*а* приведена схема электронного преобразователя для прямо пропорционального преобразования по-

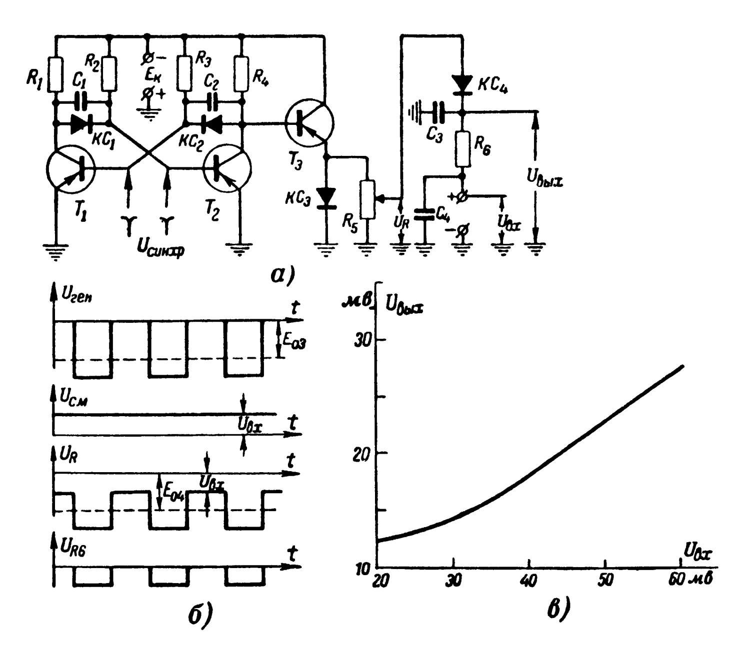


Рис. 45. Бесконтактный измерительный преобразователь постоянного тока.

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы работы; *в* — начальный участок характеристики преобразователя.

стоянного напряжения в переменное. Основным элементом преобразователя является кремниевый стабилитрон, включенный так, что преобразуемое постоянное напряжение используется в качестве смещения рабочей точки стабилитрона. Рассмотрим работу схемы.

Генератор тактовых импульсов, собранный по схеме симметричного мультивибратора на транзисторах T_1 и T_2, через эмиттерный повторитель на транзисторе T_3 нагружен на ограничитель, выполненный на кремниевом стабилитроне $КС_3$. Сформированные и ограниченные по амплитуде тактовые импульсы необходимой величины снимаются с по-

тенциометра R_5 на чувствительный элемент схемы — кремниевый стабилитрон KC_4. Амплитуда тактовых импульсов выбирается такой, чтобы при отсутствии сигнала на входе преобразователя отсутствовал ток через сопротивление R_6 и выходное напряжение $U_{вых}$ было равно нулю.

Как видно из схемы, полярность входного напряжения $U_{вх}$ выбирается таким образом, что при его наличии рабочая точка кремниевого стабилитрона KC_4 сдвигается влево относительно начальной точки A вольт-амперной характеристики (рис. 4,*в*), на которую выводится кремниевый стабилитрон тактовым импульсом (разумеется, схема может работать и с постоянным сигналом, у которого заземлен «плюс»; в этом случае необходимо изменить полярность включения стабилитрона KC_4 и полярность тактовых импульсов).

Таким образом, при наличии входного сигнала кремниевый стабилитрон начинает проводить и на сопротивлении R_6 появляются тактовые импульсы, амплитуда которых пропорциональна амплитуде сигнала. Так как работа кремниевого стабилитрона происходит на участке $AБ$ вольт-амперной характеристики, а динамическое сопротивление стабилитрона $R_{дин}$ мало зависит от величины проходящего через стабилитрон тока, то величина выходного сигнала оказывается прямо пропорциональна величине входного.

Анализ показывает, что преобразователь имеет линейную характеристику с коэффициентом преобразования

$$K = \frac{R_6}{R_6 + R_{дин} + R_г}, \qquad (62)$$

где $R_г$ — выходное сопротивление источника тактовых импульсов (эмиттерного повторителя и ограничителя).

Поскольку при отсутствии входного сигнала непроводящий кремниевый стабилитрон можно рассматривать как некоторую эквивалентную емкость, то цепочка KC_4—R_6 является дифференцирующей, в связи с чем на сопротивлении R_6 при отсутствии входного сигнала появляется помеха (дифференцирование переднего фронта тактовых импульсов). Это приводит к тому, что при измерениях амплитуд преобразованного сигнала пиковым вольтметром или другим аналогичным прибором схема на участке характеристики с напряжением входного сигнала порядка 10 *мв* дает значительные отклонения от прямой пропорциональности. Введение в схему емкости C_3 значительно уменьшает амплитуду помехи.

Необходимо отметить, что при измерении среднего значения преобразованного напряжения помеха, обусловленная дифференцированием тактовых импульсов, значительно уменьшается, и измерение можно проводить с начальных значений входного сигнала порядка 3—4 *мв*. Использование в усилителе ограничителя по уровню помехи дает возможность производить измерение амплитуды преобразованного сигнала с помощью пикового вольтметра с начальных значений входного сигнала порядка 4—5 *мв*.

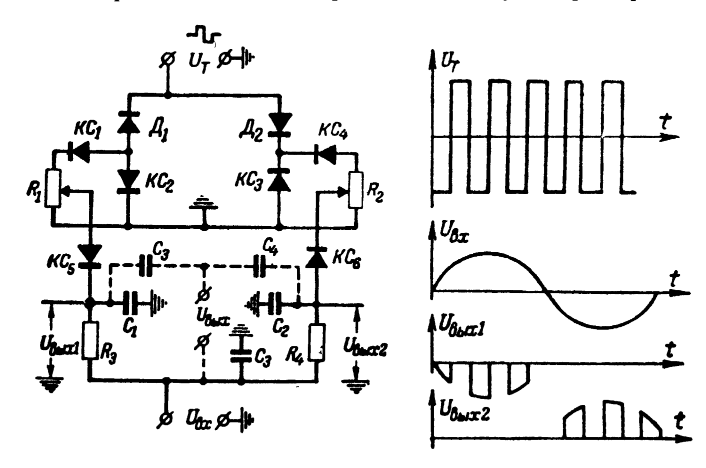


Рис. 46. Бесконтактный измерительный преобразователь для преобразования медленно меняющихся знакопеременных напряжений.

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы работы.

Конденсатор большой емкости C_4, включенный в схеме параллельно источнику сигнала, шунтирует его внутреннее сопротивление по переменному току. Наличие емкости C_4 позволяет использовать в качестве датчиков разнообразные потенциометрические системы постоянного тока, не опасаясь влияния их различных выходных сопротивлений на градуировочную характеристику преобразователя.

На рис. 45 приводится схема другого бесконтактного измерительного преобразователя, который служит для преобразования медленно меняющегося знакопеременного напряжения в переменный сигнал. В этом преобразователе кремниевые стабилитроны $КС_5$ и $КС_6$ включены встречно так, что один из них используется для преобразования сигнала положительной, а другой отрицательной полярности.

Преобразователь работает следующим образом. Преобразуемый знакопеременный сигнал подается одновременно на общий вход цепочек $КС_5—R_3$ и $КС_6—R_4$ и используется в качестве напряжения смещения кремниевых стабилитронов $КС_5$ и $КС_6$, очередность работы которых определяется полярностью тактового сигнала $U_т$. Формирование тактовых импульсов, подаваемых на преобразующие стабилитроны $КС_5$ и $КС_6$, осуществляют два ограничителя на стабилитронах $КС_1—КС_2$ и $КС_3—КС_4$ соответственно.

Ограничители нагружены на потенциометры R_1 и R_2, позволяющие производить плавную регулировку амплитуды тактовых импульсов, подаваемых на стабилитроны $КС_5$ и $КС_6$. Для разделения тактовых импульсов по полярности в схему преобразователя введены диоды $Д_1$ и $Д_2$; первый из них пропускает тактовые импульсы отрицательной полярности на ограничитель $КС_1—КС_2$, а второй — импульсы положительной полярности на ограничитель $КС_3—КС_4$. При поступлении, например, отрицательного тактового импульса диод $Д_1$ проводит, и тактовый импульс попадает на ограничитель $КС_1—КС_2$, осуществляющий ограничение сигнала по максимуму ($КС_2$) и по минимуму ($КС_1$).

На кремниевый стабилитрон $КС_5$ с потенциометра R_1 необходимо подавать тактовый импульс с амплитудой, равной величине E_0 стабилитрона $КС_5$, в результате чего и будет осуществляться вывод стабилитрона в рабочую точку.

При наличии на входе преобразователя положительного входного напряжения суммарное напряжение на стабилитроне оказывается бо́льшим, чем E_0. Стабилитрон начинает проводить, и на сопротивлении R_3 появляется отрицательный сигнал, амплитуда которого прямо пропорциональна величине входного сигнала.

Вторая цепочка преобразователя работает аналогично первой. В случае, если

$$U_{вх} > 2E_п \approx 1 \div 1{,}2 в,$$

где $E_п$ — напряжение отсечки прямой ветви характеристики стабилитрона (рис. 4,*в*), то кремниевые стабилитроны $КС_1$ и $КС_5$ для сигналов положительной полярности и $КС_4$ и $КС_6$ для сигналов отрицательной полярности оказываются работающими на участке *ВГ* вольт-амперной характеристики, что приводит к изменению параметров преобразователя. Увеличение допустимого напряжения $U_{вх}$ можно достигнуть путем включения допол-

нительных кремниевых стабилитронов последовательно со стабилитронами KC_1 и KC_5, а также KC_4 и KC_6.

Преобразователь имеет два выхода (один по сигналам отрицательной, а другой по сигналам положительной полярности), позволяющие автоматическому приводу соответственно управлять системой, контролируемой преобразова-

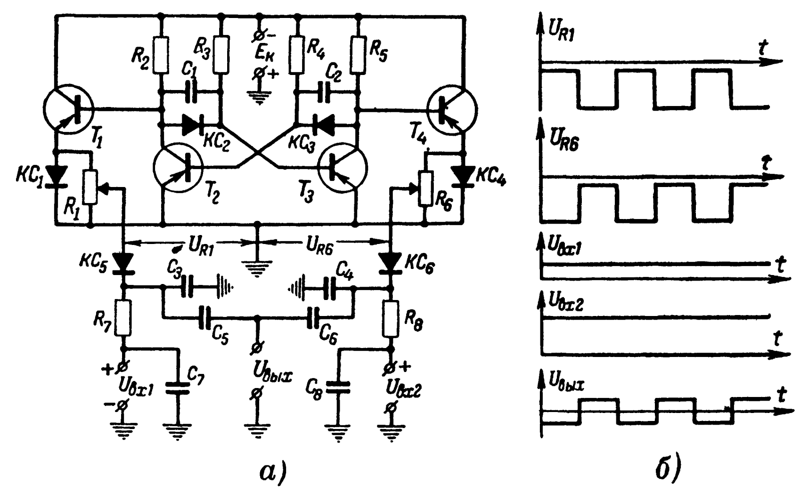


Рис. 47. Бесконтактный измерительный преобразователь для сравнения двух постоянных напряжений.

а — принципиальная схема; *б* — временные диаграммы работы.

телем. При желании иметь один выход по переменному току необходимо ввести в схему два дополнительных конденсатора C_3 и C_4, как это показано пунктиром на рис. 46.

Для пропорционального преобразования разности двух однозначных постоянных или медленно меняющихся напряжений в переменное может быть использован преобразователь, схема которого изображена на рис. 47. Здесь на две цепочки с кремниевыми стабилитронами KC_5 и KC_6. от генератора тактовых импульсов попеременно подаются импульсы, одинаковые по длительности, но сдвинутые по фазе на 180°. Для получения общего выхода по переменному току обе цепочки преобразователя соединены через конденсаторы C_5 и C_6. Конденсаторы C_3 и C_4 введены в схему для подавления помехи, возникающей на выходе преобразователя при заряде эквивалентной емкости кремниевого стабилитрона. Так как кремниевый стабилитрон

все время находится под смещающим напряжением, то помеха, вызванная подзарядом эквивалентной емкости, незначительна. Поэтому в большинстве случаев эти конденсаторы могут быть исключены из схемы.

Остановимся кратко на требованиях, предъявляемых к отдельным элементам и узлам бесконтактного измерительного преобразователя.

Генератор тактовых импульсов вместе с усилителем или эмиттерным повторителем должен отдавать достаточную мощность в импульсе и, следовательно, иметь низкое внутреннее сопротивление.

Тактовые импульсы генератора при работе с ограничителем должны иметь максимальную крутизну фронтов в том случае, если после усиления преобразованного сигнала работа остальных устройств основана на принципе использования среднего значения выпрямленного напряжения. В противном случае нелинейная зависимость между амплитудным и средним значениями выпрямленного напряжения вызовет искажение характеристик преобразователя. С этой точки зрения желательно уменьшение рабочей частоты тактового генератора в случае, если длительность фронта импульса не зависит от длительности генерируемого импульса. Генератор тактовых импульсов должен иметь стабильную частоту (например, должен синхронизироваться кварцевым генератором).

В случае, если работа выходного устройства основана на принципе измерения амплитуды, то требования к крутизне фронтов и стабильности частоты следования тактовых импульсов отпадают. Амплитуда выходных импульсов в обоих случаях должна быть стабильной.

Между генератором и цепью кремниевого стабилитрона должен быть включен эмиттерный повторитель. При этом недопустимо использование для связи между генератором и эмиттерным повторителем, а также между последним и цепочкой кремниевого стабилитрона разделительных емкостей, так как наличие последних приводит к появлению в схеме знакопеременных сигналов.

В случае, если усилитель переменного тока работает на устройство, реагирующее на абсолютное приращение сигнала ΔU, то в связи с наличием на выходе преобразователя помехи при $U_{вх}=0$ в схеме усилителя должен быть предусмотрен ограничитель (например, на кремниевом стабилитроне), позволяющий получить на выходе усилителя «нуль» сигнала при наличии помехи.

Наиболее важным параметром кремниевого стабилитрона является эквивалентная емкость перехода в обратном направлении. Именно значительная величина этой емкости (кремниевые стабилитроны выпускаются в настоящее время как силовые полупроводниковые приборы) вызывает появление заметной помехи на сопротивлении R_6 (рис. 45) при $U_{вх}=0$ вследствие дифференцирования тактовых импульсов, что приводит к снижению чувствительности преобразователя и требует введения в схему дополнительных емкостей для уменьшения сигнала помехи, что в свою очередь вызывает ухудшение характеристик преобразователя.

Этот недостаток не является принципиальным недостатком схемы. Так, если емкость перехода уменьшить в 2—3 раза, то уровень помехи будет лежать не в пределах 10—12 *мв*, а в пределах 4—5 *мв*, что позволит существенно расширить область применения описанных выше бесконтактных измерительных преобразователей постоянного тока.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

КРЕМНИЕВЫЕ СТАБИЛИТРОНЫ В РАДИОАППАРАТУРЕ

19. ДЕТЕКТОР АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Кремниевый стабилитрон может быть использован для детектирования синусоидальных напряжений в радиовещательных приемниках. На рис. 48 приводится схема такого детектора.

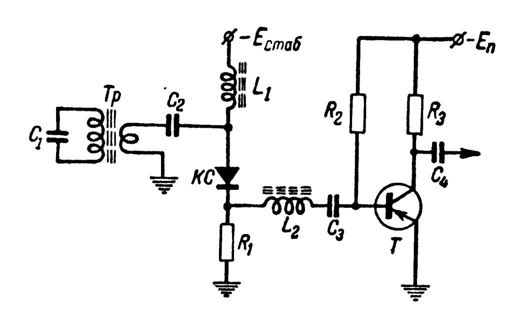


Рис. 48. Схема детектора амплитудно-модулированных колебаний.

Сигнал высокой частоты, снимаемый со вторичной обмотки трансформатора *Тр* усилителя высокой частоты, подается через разделительный конденсатор C_2 на кремниевый стабилитрон *КС*, рабочая точка которого, так же как и в схеме импульсного детектора, сдвинута в точку *А* вольт-амперной характеристики (рис. 4,*в*) с помощью постороннего стабилизированного источника питания $E_{стаб}$. В цепочку смещения включена катушка индуктивности L_1, устраняющая возможность шунтирования источника сигналов цепью питания. Продетектированный сигнал через катушку L_2 и конденсатор C_3 поступает на вход первого каскада усилителя низкой частоты с транзистором *Т*.

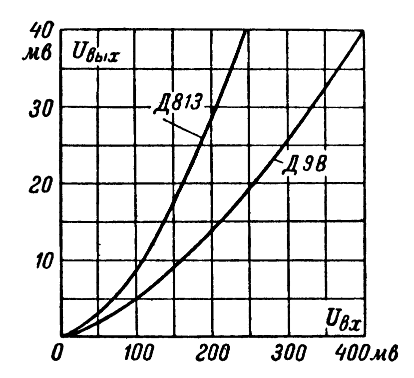
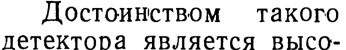


Рис. 49. Характеристики диодных детекторов. Несущая частота 500 *кгц*, модулирующая частота 400 *гц*, глубина модуляции 30%.



Достоинством такого детектора является высокая линейность характеристики при детектировании слабых сигналов, что позволяет уменьшить коэффициент усиления высокочастотных каскадов, компенсируя это увеличением коэффициента усиления усилителя низкой частоты. Недостатком его является сравнительно низкая рабочая частота, лежащая в пределах 1—1,5 *Мгц*.

Для сравнения параметров детекторов, собранных на германиевом диоде и кремниевом стабилитроне, на рис. 49 приведены их характеристики.

20. КРЕМНИЕВЫЙ СТАБИЛИТРОН КАК УПРАВЛЯЕМАЯ ЕМКОСТЬ

Как уже упоминалось в гл. 1, любой *р-п*-переход, если к нему приложено напряжение в обратном направлении, ведет себя подобно некоторой емкости, параметры которой определяются свойствами *р-п*-перехода (шириной перехода, типом материала полупроводника). Так как ширина перехода, а следовательно, и эквивалентная емкость перехода являются функцией от приложенного напряжения, величиной этой емкости можно управлять, изменяя величину приложенного к переходу обратного напряжения.

Значение эквивалентной емкости перехода определяется

его площадью и шириной. Самые тонкие переходы, например переходы кремниевого стабилитрона, обладают довольно значительной начальной емкостью (300—600 *пф*), тогда как кремниевые диоды средней мощности, например типа Д204, имеют меньшую начальную емкость (80—100 *пф*).

Важным параметром, характеризующим кремниевый стабилитрон как управляемую емкость, является коэффициент перекрытия по емкости:

$$K_C = \frac{C_{\text{макс}}}{C_{\text{мин}}}, \tag{63}$$

который лежит обычно в пределах 2,8 — 3,8, что соответствует коэффициенту перекрытия по частоте

$$K_f = \sqrt{\frac{C_{\text{макс}}}{C_{\text{мин}}}} \tag{64}$$

порядка 1,7 — 1,95.

Для расширения диапазона перекрытия может быть использована работа перехода и на участке *0В* вольт-амперной характеристики, однако в этом случае добротность контура получается недостаточной, и, кроме того, стабилизация рабочей точки кремниевого стабилитрона на этом участке характеристики усложняет как схемное, так и конструктивное решение задачи. Поэтому здесь и далее мы будем рассматривать работу кремниевого стабилитрона как управляемой емкости на участке *0А* вольт-амперной характеристики в отрицательной области характеристик.

Наиболее часто используется способ включения кремниевого стабилитрона в резонансный контур, показанный на рис. 50. Напряжение с регулирующего потенциометра R_1 через сопротивление R_2 подается на кремниевый стабилитрон *КС* так, что *p-n*-переход оказывается под обратным напряжением. Кремниевый стабилитрон подключен к катушке индуктивности *L* резонансного контура через разделительный конденсатор *С*. Величина сопротивления R_2 определяется возможно допустимой степенью шунтирования колебательного контура цепью подачи смещения. Исходя из этого условия, сопротивление R_2 должно иметь возможно бо́льшую величину (порядка нескольких мегом).

Лучшие результаты дает схема, у которой вместо активного сопротивления R_2 включена разделительная индуктивность. Однако и в этом случае последовательно с раздели-

тельной индуктивностью рекомендуется включать сопротивление порядка 100—200 *ком.*

Включая последовательно с потенциометром R_1 постоянное сопротивление R_3, как это показано на рис. 50,*б* и *в*, можно осуществить плавное «растягивание» диапазона на начальном и конечном участках характеристики емкости

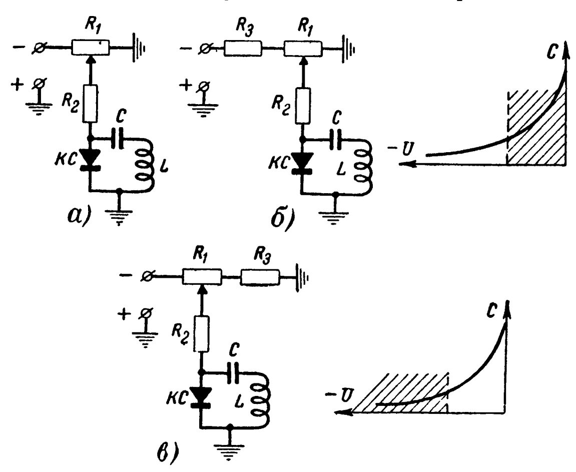


Рис. 50. Включение кремниевого стабилитрона в резонансный контур и способы растягивания диапазонов.

а — работа кремниевого стабилитрона во всем диапазоне изменения емкости; *б* — работа на правом участке характеристики емкости; *в* — работа на левом участке характеристики емкости.

кремниевого стабилитрона (эти участки на рис. 50,*б* и *в* отмечены штриховкой).

На рис. 51 приведены реальные характеристики перекрытия диапазона входным колебательным контуром каскада усиления высокой частоты на транзисторе типа П403 при использовании кремниевого стабилитрона в качестве переменной емкости. Изменение резонансной частоты колебательного контура дано как функция угла поворота движка потенциометра.

Из графиков на рис. 51 следует, что для возможности приема радиопередающих станций во всем диапазоне средних или длинных волн необходимо использовать параллельное включение кремниевых стабилитронов, разбивая каждый диапазон на два поддиапазона. В качестве управляемых емкостей в схеме использовались кремниевые стабилитроны Д813 ($C_{макс}=325$ *пф*, $C_{мин}=95$ *пф*, $K_f=1{,}85$) и Д811 ($C_{макс}=245$ *пф*, $C_{мин}=90$ *пф*, $K_f=1{,}7$).

Максимальную добротность (порядка 50) контур имеет на начальных участках диапазона в их длинноволновой части. Таким образом, параметры входного контура оказываются приемлемыми для использования его в переносных

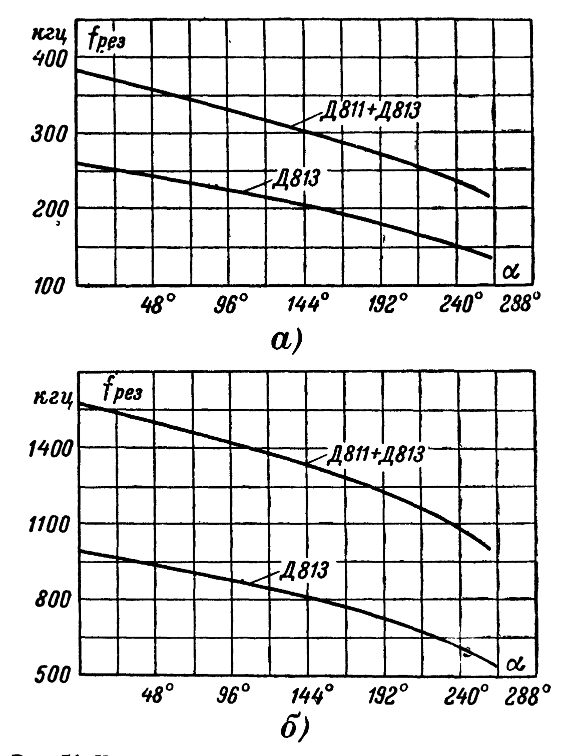


Рис. 51. Характеристики перекрытия диапазонов средних и длинных волн при использовании кремниевых стабилитронов в качестве управляемой емкости.
а — изменение резонансной частоты входного контура в зависимости от угла поворота движка потенциометра в диапазоне длинных волн, *б* — то же, в диапазоне средних волн.

приемниках. Добротность входного контура в диапазоне 3,3—22 *Мгц* лежит в пределах 30—60.

Несколько одновременно управляемых кремниевых стабилитронов можно использовать как блок управляемых емкостей. Эта возможность обусловлена одинаковым законом изменения эквивалентной емкости перехода кремниевого стабилитрона при изменении величины приложенного

к стабилитрону обратного напряжения. Плавное и одновременное изменение емкости перехода обеспечивается применением сдвоенных сопротивлений.

На рис. 52,*а* приведена схема двух связанных резонансных контуров, в которых в качестве переменных емкостей использованы кремниевые стабилитроны Д813 и Д811. Настройка резонансных контуров производится только в начальном участке диапазона при помощи изменения индуктивности катушек. Частотно-амплитудная характеристика

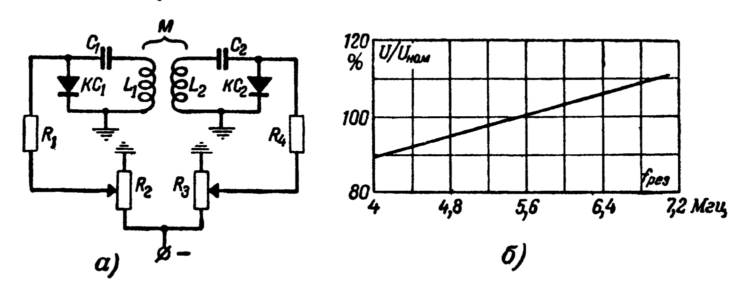


Рис. 52. Принципиальная схема двух связанных контуров (*а*) и их частотно-амплитудная характеристика (*б*).

таких связанных контуров (рис. 52,*б*) даже при значительных разбросах параметров кремниевых стабилитронов получается удовлетворительной без применения специальных способов согласования. Добротность таких контуров достаточна для использования их во входных цепях коротковолновых радиоприемников.

Использование кремниевых стабилитронов в качестве управляемых емкостей особенно удобно для подстройки частоты гетеродинных приемников как частотной, так и амплитудной модуляции. Принцип работы такой автоподстройки заключается в том, что уход частоты гетеродина вызывает в свою очередь уход промежуточной частоты, величина девиации которой преобразуется частотным детектором в сигнал постоянного тока для подстройки контура гетеродина.

На рис. 53 приведена принципиальная схема гетеродина (этот же каскад выполняет функции смесителя) ультракоротковолнового приемника с автоматической подстройкой частоты. Катушка индуктивности L_1 здесь является разделительной. Последовательно с кремниевым стабилитроном KC_1 включен конденсатор C_2 малой емкости

с большой добротностью для уменьшения общей емкости и повышения добротности колебательного контура.

Частотная чувствительность схемы автоподстройки может быть приближенно определена по формуле

$$\frac{\Delta f}{\Delta U} = -\frac{1}{4} \cdot \frac{f}{U} \cdot \frac{1}{1 + \frac{C_{к.с}}{C_2}}, \qquad (65)$$

где f — начальная частота гетеродина;

U — начальная величина напряжения смещения на кремниевом стабилитроне;

$C_{к.с}$ — эквивалентная емкость кремниевого стабилитрона.

Рассмотренный принцип автоподстройки частоты позволяет исключить применение систем следящего привода

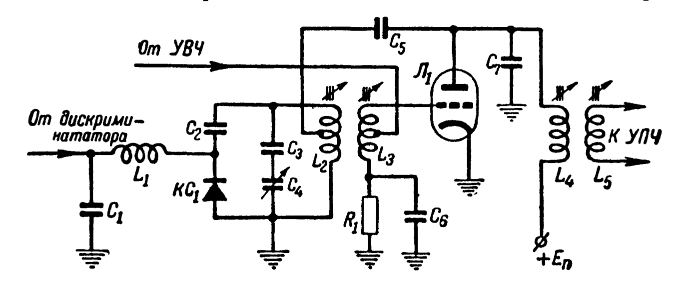


Рис. 53. Принципиальная схема автоподстройки частоты гетеродина ультракоротковолнового приемника.

в аппаратуре, что не только удешевляет и уменьшает вес аппаратуры, но и увеличивает точность работы автоподстройки.

Широкие возможности открывает использование кремниевых стабилитронов в схемах, в которых используются реактивные лампы (в генераторах качающейся частоты, частотных модуляторах и т. п.).

Особенно удобно использовать кремниевый стабилитрон в качестве управляемой емкости для дистанционной настройки радиоприемной и радиопередающей аппаратуры, для чего в настоящее время применяют системы гибких механических валов или следящий привод.

Цена 22 коп.